



(84) 指定国(広域): ヨーロッパ特許(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SI, SK, TR). 2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイドノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

明細書

シンクロナスリラクタンスマータの制御装置

5 技術分野

本発明はシンクロナスリラクタンスマータの制御装置に関し、特に、位置センサを用いずにロータの角度を推定して駆動する制御装置に関する。

背景技術

10 従来のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置は、ホール素子、レゾルバあるいは光エンコーダなどの位置センサを用いてロータの角度情報を得ていた。そのため、位置センサの分だけコストが上昇し、シンクロナスリラクタンスマータのサイズも大きくなっていた。

そこで、位置センサを省略することで、低コストと小型化を実現するシンクロナスリラクタンスマータの制御装置として、一般的には図23に示すようなシンクロナスリラクタンスマータの制御装置が知られている。

20 図23において、主回路は交流電源1と、交流電力を直流電力に変換するAC/DC変換器2と、直流電力を交流電力に変換するDC/AC変換器3と、DC/AC変換器3により変換された交流電力により駆動するシンクロナスリラクタンスマータ5から構成されている。

一方、制御回路は、モータ電流を検出するための電流検出器11a、11bおよびモータ電流検出部12と、シンクロナスリラクタンスマータの位置および速度推定を行う位置・速度推定演算部13と、外部から与えられる速度指令値と位置・速度推定演算部13から得られる速度推定値との速度誤差をゼロとするべく25 電流指令値を決定する速度制御演算部14と、速度制御演算部14から得られる電流指令値をトルク電流成分と界磁電流成分に分配する通電位相分配部15と、トルク電流指令値および界磁電流指令値とモータ電流検出値との電流誤差をゼロとするべく電圧指令値を決定する電流制御演算部17と、シンクロナスリラクタンスマータ5における各駆動素子毎に通電信号を分配する通電分配部18とから

構成されている。

図24は、一般的なシンクロナスリラクタンスマータ5の構成を示す断面図である。シンクロナスリラクタンスマータ5はロータ8とステータ6から構成される。

5 図23に示す制御装置において、位置・速度推定演算部13はモータ電流および電圧指令値の情報を用いて磁束を求める。次に、この磁束の静止座標に対する角度を示す α β 軸磁束角度を求める。そして、回転座標に対するこの磁束の位相を示すd q 軸座標位相を設定する。さらに、 α β 軸座標角度からd q 軸座標位相を減算し、推定角度を求める。そして、この推定角度に基づきシンクロナスリラクタンスマータ5を制御する。

また、低速用角度推定と高速用角度推定の二方式の角度推定を行い、低速域と高速域の境界では、両者的方式で推定した角度の割合を除々に変化させ合成して推定角度を生成する。なお、低速域においては、電流パルスを印加してその電圧応答から角度を求める。

15 例えば、特開2001-197774号公報に記載の位置センサレス駆動方式のシンクロナスリラクタンスマータは、電圧指令値にローパス機能を作用させるローパスフィルタ手段を有し、ロータの速度が大きくなるとローパス機能の作用を小さくさせることで、低速域と高速域の境界域において、電圧パルスの影響を除去して安定に角度推定方式の切り替えを行い、高速域において時間遅れがない
20 シンクロナスリラクタンスマータの制御を実現させている。

しかしながら、上記従来の構成では制御演算が複雑であり、かつインバータの電圧制御率が100%を超える場合、いわゆる電圧飽和となる場合や、急峻な負荷変動がある場合には位置・速度推定が困難となり、モータ駆動制御が不安定になるといった課題を有していた。

25

発明の開示

本発明はこのような従来の課題を解決するものであり、電圧飽和や急峻な負荷変動に対してロバストな制御系を構築したシンクロナスリラクタンスマータの制御装置を提供することを目的とする。

本発明のモータ制御装置は、少なくともステータ巻線のインダクタンス変化およびモータ電流に伴って発生するリラクタンストルクを利用するシンクロナスリラクタンスマータの制御する装置である。

その制御装置において、電流検出手段はシンクロナスリラクタンスマータのステータ巻線に流れるモータ電流を検出する。

位置・速度推定手段は、電流検出手段による検出値と、シンクロナスリラクタンスマータのステータ巻線に印加する電圧の指令値である電圧指令値とから、シンクロナスリラクタンスマータの誘起電圧を推定し、その誘起電圧の推定値に基づきシンクロナスリラクタンスマータのロータ位置および回転速度の推定値を決定する。

速度制御手段は、位置・速度推定手段による回転速度の推定値と、外部から与えられる回転速度の目標値との誤差をゼロとするように、シンクロナスリラクタンスマータのステータ巻線に供給する電流指令値を決定する。

分配手段は、予め設定されたシンクロナスリラクタンスマータの電流位相角により、速度制御手段からの電流指令値を、そのトルク電流成分であるトルク電流指令値と界磁電流成分である界磁電流指令値に分配する。

トルク電流補正手段は、シンクロナスリラクタンスマータの負荷要素が発生する負荷トルクをシンクロナスリラクタンスマータの出力トルクと一致させるよう、分配手段からのトルク電流指令値と、位置・速度推定手段から得られる回転速度の推定値に基いてトルク電流指令値を補正する。

電流制御手段は、トルク電流補正手段からのトルク電流指令値の補正值および分配手段からの界磁電流指令値と、電流検出手段から得られるモータ電流の検出値との誤差をゼロとするように電圧指令値を生成する。

通電分配手段は、電圧指令値に基いてシンクロナスリラクタンスマータにおける各駆動素子毎に通電信号を分配する。

本発明の制御装置は、上記の構成を有することにより、シンクロナスリラクタンスマータの負荷要素が発生する負荷トルクと、シンクロナスリラクタンスマータの出力トルクとを常時一致させるようにする。これにより、急峻な負荷変動に対してもロバストな制御系が実現でき、また、トルク変動を抑制し低振動化・低騒

音化が実現できる。

図面の簡単な説明

図1は、本発明に係るシンクロナスリラクタンスマータ（SRM）の制御装置の全体構成の一例を示した図である。

図2は、位置・速度推定における座標軸の一例を説明した図である。

図3は、本発明に係る永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータの一例の断面図である。

図4は、本発明に係る永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータの別の例の断面図である。

図5は、本発明に係る永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータの磁束ベクトルの一例を示す図である。

図6は、一般的なロータリ圧縮機の負荷トルク特性を示す図である。

図7は、本発明に係るSRMの制御装置におけるトルク電流補正演算部の出力信号の一例を示す図である。

図8は、一般的なスクロール圧縮機の負荷トルク特性を示す図である。

図9は、本発明に係るSRMの制御装置におけるトルク電流補正演算部の一構成例を示すブロック図である。

図10は、本発明に係るSRMの制御装置におけるトルク電流補正演算部の別の構成例を示すブロック図である。

図11は、トルク電流補正動作オン／オフ切替時におけるトルク電流指令値の切り替わりの様子を示した図である。

図12は、本発明に係るSRMの制御装置における速度制御演算部の一構成例を示すブロック図である。

図13は、本発明に係るSRMの制御装置における推定速度平均演算部の出力の切替えの様子を示す図である。

図14は、本発明に係るSRMの制御装置における電流制御演算部の一構成例を示すブロック図である。

図15は、本発明に係るSRMの制御装置における位置・推定演算部の一構成

例を示すブロック図である。

図16は、本発明に係るSRMの制御装置における誘起電圧推定部の一構成例を示すブロック図である。

図17は、本発明に係るSRMの制御装置におけるモータ定数補償部の一構成5例を示すブロック図である。

図18は、本発明に係るSRMの制御装置におけるモータ定数補償部の別の構成例を示すブロック図である。

図19は、モータ定数補償動作のオン／オフ切替え時におけるモータ定数補償部の出力の切り替わりの様子を示す図である。

10 図20は、本発明に係るシンクロナスリラクタンスマータの制御装置の全体構成の別の例を示す図である。

図21は、本発明に係るシンクロナスリラクタンスマータの制御装置の全体構成のさらに別の例を示す図である。

図22は、インバータ直流電圧のリップル成分を説明した図である。

15 図23は、従来のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置のブロック図である。

図24は、従来のシンクロナスリラクタンスマータの構成例を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

20 以下、添付の図面を参照し、本発明に係るシンクロナスリラクタンスマータの制御装置の好ましい実施形態について説明する。

実施の形態1

図1に本発明に係るシンクロナスリラクタンスマータの制御装置の一実施例の25システム構成図を示す。なお、以下では、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータに対して位置センサを用いずに180度通電である正弦波駆動を行う場合の例を説明する。

主回路は交流電源1と、交流電力を直流電力に変換するAC/DC変換器2と、直流電力を交流電力に変換するDC/AC変換器3と、DC/AC変換器3に

より変換された交流電力により駆動する永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータ4とから構成されている。

制御回路は、モータ電流を検出するための電流検出器11a、11bおよびモータ電流検出部12と、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータの位置5および速度推定を行う位置・速度推定演算部13と、外部から与えられる速度指令値と位置・速度推定演算部13から得られる速度推定値との速度誤差をゼロとするべく電流指令値を決定する速度制御演算部14と、速度制御演算部14から得られる電流指令値をトルク電流成分と界磁電流成分に分配する通電位相分配部15と、トルク電流指令値を補正するトルク電流補正演算部16と、トルク電流10指令値の補正值および界磁電流指令値とモータ電流検出値との電流誤差をゼロとするべく電圧指令値を決定する電流制御演算部17と、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータ4における各駆動素子毎に通電信号を分配する通電分配部18とから構成されている。

図2は位置・速度推定における座標軸の定義を示す図である。一般的に、正弦15波駆動を行う場合には、制御演算を容易にするため図2のようにモータの諸量をu、v、wの三相からdq軸の二相へと三相一二相変換を行い直流化する。なお、三相から二相への変換方法については公知のため省略する。図2において、 θ_m は実際のロータ位置（u相基準のq軸との位相差）であり、 θ^\sim は推定位置（u相基準のγ軸との位相差）である。また、位置誤差 $\Delta\theta$ には次式の関係がある

20。

$$\Delta\theta = \theta^\sim - \theta_m$$

図3および図4は、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータ4の構成25例を示した図である。図3に示すシンクロナスリラクタンスマータは、分布巻ステータ6と、永久磁石9を有したロータ8から構成される。図4に示すシンクロナスリラクタンスマータは、集中巻ステータ7と永久磁石9を有したロータ8から構成されている。ロータに永久磁石を内蔵することによりモータ効率を向上させている。永久磁石9には、シンクロナスリラクタンスマータの定格負荷にお

けるブレーキトルクを相殺するのに必要最低限の磁気量のみを有するものを使用するのが好ましい。これにより、定格負荷におけるモータ効率の改善を図るだけでなく、永久磁石によるコストアップを最小限に抑制することが可能となる。

5 永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータ4の磁束ベクトルの一例を図5に示す。図5において、ベクトルAは正トルクを発生する磁束成分であり、補助磁石の磁束成分（ベクトルC）は、ブレーキトルク（負トルク）を発生する磁束成分（ベクトルB）を打ち消すように作用する。なお、この場合の発生トルクは式（1）のように表される。

$$\tau_e = n_p L_d i_d i_q + n_p (\Lambda_0 i_q - L_q i_d i_q) \quad (1)$$

10

式（1）において、 n_p は極対数、 L_d 、 L_q はそれぞれd軸およびq軸インダクタンス、 Λ_0 は永久磁石による磁束鎖交数、 i_d 、 i_q はそれぞれd軸およびq軸電流である。

15 以下に、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータ4の位置センサレス駆動を説明する。

まず、速度制御演算部14が、外部から与えられる回転速度指令値 ω^* と回転速度推定値 ω^- を用いて、次式で表される演算により電流指令値 I^* を求める。

$$I^* = \left(K_{pI} + \frac{K_{I1}}{P} \right) (\omega^* - \omega^-) \quad (2)$$

20

ここで、 K_{p1} 、 K_{I1} はP I補償器のゲイン、 p は微分演算子である。

次に、通電位相分配部15は、電流指令値 I^* と予め設定された電流位相角 β を用いて、次式で表される演算により電流指令値 I^* をd軸電流 i_d^* およびq軸電流 i_q^* に分配する。

25

$$\begin{cases} i_d^* = -I^* \sin \beta \\ i_{q0} = I^* \cos \beta \end{cases} \quad (3)$$

トルク電流補正演算部 16 は、回転速度推定値 ω^* と q 軸電流 i_{q0} を用いて、次式で表される演算により q 軸電流指令値 i_q^* を導出する。

$$i_q^* = i_{q0} + \left(K_{p2} + \frac{K_{I2}}{p} \right) (\omega^* [nT_s] - \omega^* [(n-1)T_s]) \quad (4)$$

5

ここで、式 (4) ではマイコンなどで演算を行うため離散時間系をとっており、
 n T_s は現在のサンプリング時刻で、(n-1) T_s はひとつ前のサンプリング時
 刻である。また、K_{p2}、K_{I2} は P I 補償器のゲインである。トルク電流補正演算
 部 16 は上式を用いて q 軸電流指令値 i_q^* を導出することにより、永久磁石補助
 10 型シンクロナスリラクタンスマータの負荷要素が発生する負荷トルクと、永久磁
 石補助型シンクロナスリラクタンスマータの出力トルクとを當時一致させるよう
 15 している。

電流制御演算部 17 は、モータ電流検出値 i_u 、 i_v 、 i_w と d q 軸電流指令値
 15 i_d^* 、 i_q^* を用いて、以下の演算により三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を導出
 する。

まず、次式で表されるようにモータ電流検出値 i_u 、 i_v 、 i_w を三相一二相変
 換により $\gamma \delta$ 軸電流検出値 i_γ 、 i_δ に変換する。

$$\begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta^* & \cos(\theta^* - 2\pi/3) & \cos(\theta^* + 2\pi/3) \\ \sin \theta^* & \sin(\theta^* - 2\pi/3) & \sin(\theta^* + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (5)$$

20 次に、d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* と $\gamma \delta$ 軸電流検出値 i_γ 、 i_δ を用いて、
 式 (6) で表されるように $\gamma \delta$ 軸電圧指令値 v_γ^* 、 v_δ^* を導出する。

$$\begin{cases} v_{\gamma}^* = \left(K_{p_3} + \frac{K_{I_3}}{p} \right) (i_q^* - i_{\gamma}) \\ v_{\delta}^* = \left(K_{p_4} + \frac{K_{I_4}}{p} \right) (i_d^* - i_{\delta}) \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 K_{p_3} 、 K_{I_3} および K_{p_4} 、 K_{I_4} はP I補償器のゲインである。

最後に、次式で表されるように γ δ 軸電圧指令値 v_{γ}^* 、 v_{δ}^* を二相-三相変換により三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に変換する。

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta^* & \sin\theta^* \\ \cos(\theta^* - 2\pi/3) & \sin(\theta^* - 2\pi/3) \\ \cos(\theta^* + 2\pi/3) & \sin(\theta^* + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\gamma} \\ v_{\delta} \end{bmatrix} \quad (7)$$

5

さらに、位置・速度推定演算部13は、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* とモータ電流検出値 i_u 、 i_v 、 i_w を用いて、以下のような方法で位置・速度推定を行う。

ここで、三相電圧方程式より、誘起電圧は式(8)で表される。

10

$$e_{uvw} = v_{uvw} - R i_{uvw} - p L i_{uvw} \quad (8)$$

式(8)において、相電圧、相電流および誘起電圧 v_{uvw} 、 i_{uvw} 、 e_{uvw} は3次元ベクトルで、ステータ巻線抵抗およびインダクタンスR、Lは3行3列の行列でそれぞれ表記している。

15 具体的には、式(9)で表される演算により推定誘起電圧 e_u^* 、 e_v^* 、 e_w^* を導出する。

$$\begin{bmatrix} \tilde{e}_u \\ \tilde{e}_v \\ \tilde{e}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \tilde{\omega} L_{a0} I^* \begin{bmatrix} \sin(\theta^* + \beta) \\ \sin(\theta^* + \beta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta^* + \beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} - \frac{3}{2} \tilde{\omega} L_{as} I^* \begin{bmatrix} \sin(\theta^* - \beta) \\ \sin(\theta^* - \beta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta^* - \beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (9)$$

ここで、 $L_{a0} = (L_d + L_q) / 3$ 、 $L_{as} = (L_q - L_d) / 3$ である。

また、誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w は回転速度推定値 $\tilde{\omega}$ と誘起電圧定数 K_E を用い
5 ると次式 (10) で表すことができる。

$$\begin{cases} e_u = \tilde{\omega} K_E \sin \theta^* \\ e_v = \tilde{\omega} K_E \sin(\theta^* - 2\pi/3) \\ e_w = \tilde{\omega} K_E \sin(\theta^* + 2\pi/3) \end{cases} \quad (10)$$

よって、式 (9) および式 (10) より、推定位置 θ^* は次式のように導出することができる。

10

$$\theta^*[nT_s] = \frac{\theta^*_u[nT_s] + \theta^*_v[nT_s] + \theta^*_w[nT_s]}{3} \quad (11)$$

ただし、 θ^*_u 、 θ^*_v 、 θ^*_w は式 (12) で表される。

$$\begin{cases} \theta^*_u[nT_s] = \sin^{-1} \left[\frac{\tilde{e}_u}{(\tilde{\omega} + \delta_0) K_E} \right] \\ \theta^*_v[nT_s] = \sin^{-1} \left[\frac{\tilde{e}_v}{(\tilde{\omega} + \delta_0) K_E} \right] + \frac{2\pi}{3} \\ \theta^*_w[nT_s] = \sin^{-1} \left[\frac{\tilde{e}_w}{(\tilde{\omega} + \delta_0) K_E} \right] - \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (12)$$

ここで、 δ_0 はゼロ割防止のための微小項である。

15

本実施形態の制御装置によれば、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマ

ータの負荷要素が図6で示される一般的なロータリ圧縮機の場合に、トルク電流補正演算部により図7に示すように負荷トルクに追従したトルク電流指令値を生成する。これにより、シンクロナスリラクタンスマータの出力トルクと負荷トルクとを常時一致させることができるとなる。

5 または、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータの負荷要素が図8で示される一般的なスクロール圧縮機の場合、本実施形態の制御装置によれば、ローター回転中における負荷変動が小さいため、定常的には前述のトルク電流指令値を補正する必要が無いので、制御周期の整数倍の周期でトルク電流指令値を補正するなどの方法を用いることで演算量を大幅に低減することができる。

10 なお、前述の説明では、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータを位置センサを用いずに180度通電である正弦波駆動を行う場合について述べたが、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータはロータに永久磁石を有しているため、一般にルームエアコンなどの家電製品に用いられている位置検知方式の矩形波通電でも適用可能である。

15 さらに、前述の説明では、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータの制御方式について述べたが、一般的なシンクロナスリラクタンスマータにも適用可能である。

以上により、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータの負荷要素が発生する負荷トルクと、永久磁石補助型シンクロナスリラクタンスマータの出力トルクとを常時一致させることができるだけでなく、三相電圧方程式より位置・速度推定を行うため、電圧飽和や急峻な負荷変動に対してロバストな制御系が実現できるだけでなく、トルク変動を抑制し低振動化・低騒音化が実現できる。

実施の形態2

25 本実施形態では、回転角度推定値 ω^{\sim} が基準値以下の低速領域においてのみトルク電流指令値の補正を行う。本実施形態では、トルク電流補正演算部のみが実施の形態1のものと異なる。図9は本実施形態のトルク電流補正演算部の構成を示した図である。

トルク電流補正演算部16aは、回転角度推定値 ω^{\sim} と予め設定された推定回

転角度基準値 ω_R とを入力し比較する推定速度比較器 4 2 と、推定速度比較器 4 2 の出力信号に応じてトルク電流指令値の補正を行う q 軸電流補正演算部 4 1 を備える。

5 推定速度比較器 4 2 の出力信号 ε_ω は、回転角度推定値 $\tilde{\omega}$ と推定回転角度基準値 ω_R から式 (13) のように表される。

$$\varepsilon_\omega = \begin{cases} 0 & (\tilde{\omega} > \omega_R) \\ 1 & (\tilde{\omega} \leq \omega_R) \end{cases} \quad (13)$$

q 軸電流補正演算部 4 1 の出力値 i_q^* は、推定速度比較器の出力信号 ε_ω に応じて式 (14) のように表される。

10

$$i_q^* = \begin{cases} i_{q0} & (\varepsilon_\omega = 0) \\ i_{q0} + \left(K_{P2} + \frac{K_{I2}}{p} \right) (\tilde{\omega} [nT_s] - \tilde{\omega} [(n-1)T_s]) & (\varepsilon_\omega = 1) \end{cases} \quad (14)$$

すなわち、トルク電流補正演算部 1 6 は、回転角度推定値 $\tilde{\omega}$ が推定回転角度基準値 ω_R 以下の低速領域においてのみトルク電流指令値の補正を実行する（トルク電流補正動作をオンにする）。

15 なお、推定速度比較器 4 2 にはヒステリシスを具備させても良い。すなわち、推定速度比較器 4 2 において、回転角度推定値 $\tilde{\omega}$ が増加方向に変化する場合の基準値 ω_R の値と、回転角度推定値 $\tilde{\omega}$ が減少方向に変化する場合の基準値 ω_R の値とを異ならせてても良い。

20 さらに、前述の説明では、推定回転角度基準値 ω_R が一つの場合について述べたが、推定回転角度基準値をいくつか設けて、各基準値で定まる回転速度領域の各々においてトルク電流指令値の補正または非補正の切り替えを行っても良い。

以上により、トルク電流指令値の補正に伴う演算時間を大幅に短縮し、演算装置の負荷容量を軽減させ、かつコストダウンが図れるだけでなく、周辺回路を簡素化することが可能となる。

実施の形態 3

5 本実施形態では、トルクの変動量を検出し、そのトルク変動量が基準値よりも大きい領域においてのみトルク電流補正動作をオンにする。本実施形態では、トルク電流補正演算部のみが実施の形態 1 のものと異なる。本実施形態のトルク電流補正演算部の構成を図 10 に示す。

10 トルク電流補正演算部 16b において、トルク変動検出部 51 は回転角度推定値 ω^* によりトルク変動検出値 $\Delta \tau$ を検出する。トルク変動比較器 52 は、トルク変動検出部 51 からのトルク変動検出値 $\Delta \tau$ とトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ とを入力し、その比較結果を出力する。q 軸電流補正演算部 41 はトルク変動比較器 52 の出力信号に応じてトルク電流指令値の補正を行う。

具体的には、トルク変動検出部 51 の出力信号であるトルク変動検出値 $\Delta \tau$ は、回転角度推定値 ω^* により式 (15) で導出される。

$$\Delta \tau = \frac{K_\tau}{1 + T_\tau \cdot p} \cdot \frac{\omega^*[nT_s] - \omega^*[(n-1)T_s]}{T_s} \quad (15)$$

15 ただし、 K_τ 、 T_τ は定数である。

トルク変動比較器の出力信号 ε_τ は、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ とトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ から式 (16) で表される。

$$\varepsilon_\tau = \begin{cases} 0 & (\Delta \tau \leq \Delta \tau_R) \\ 1 & (\Delta \tau > \Delta \tau_R) \end{cases} \quad (16)$$

20

ここで、q 軸電流補正演算部 41 の出力値 i_q^* は、トルク変動比較器の出力信号 ε_τ に応じて次式のように表される。

$$i_q^* = \begin{cases} i_{q0} & (\varepsilon_r = 0) \\ i_{q0} + \left(K_{P2} + \frac{K_{I2}}{p} \right) (\omega^-[nT_s] - \omega^-[(n-1)T_s]) & (\varepsilon_r = 1) \end{cases} \quad (17)$$

即ち、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ がトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ よりも大きい領域においてのみトルク電流指令値の補正を行うものである。

なお、トルク変動比較器 52 はヒステリシスを設けても良い。すなわち、トルク変動比較器 52 において、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ が増加方向に変化する場合の基準値 $\Delta \tau_R$ の値と、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ が減少方向に変化する場合の基準値 $\Delta \tau_R$ の値とを異ならせてても良い。

また、前述の説明では、トルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ が一つの場合について述べたが、トルク変動基準値をいくつか設けて、各基準値で定まるそれぞれの領域においてトルク電流指令値の補正または非補正の切り替えを行っても良い。

以上により、トルク電流指令値の補正に伴う演算時間を必要最低限まで短縮し、演算装置の負荷容量を最大限軽減させ、かつ大幅にコストダウンが図れるだけでなく、効率的なトルク変動の抑制が可能となる。

15 実施の形態 4

本実施形態では、トルク電流補正演算部は、トルク電流の非補正時から補正時へ切り替える際に、トルク電流指令値 i_q^* が急激に変化しないようにし、トルク電流指令値 i_q^* が不連続となるのを防止するようとする。図 11 を用いてその切替時の制御を説明する。

図 11 に示すように、トルク電流の非補正時（トルク電流補正オフ時）の電流指令値（X）から、トルク電流の補正時（トルク電流補正オン時）の電流指令値（Y）へと切り替える場合に切替猶予期間を設けており、これにより、トルク電流指令値 i_q^* が急激に変化して不連続となるのを防止する。

具体的には、非補正時のトルク電流指令値を $i_{q_off}^*$ 、補正時のトルク電流指令値を $i_{q_on}^*$ 、トルク電流指令値の現在値を $i_{q_now}^*$ とすると、非補正時から補正時へと切り替わる場合、トルク電流指令値の現在値 $i_{q_now}^*$ は式（18）で

表される。

$$i_{q_now}^*[nT_s] = \begin{cases} i_{q_on}^*[(n-1)T_s] - \Delta i_q & (i_{q_now}^* > i_{q_on}^*) \\ i_{q_on}^* & (i_{q_now}^* = i_{q_on}^*) \\ i_{q_now}^*[(n-1)T_s] + \Delta i_q & (i_{q_now}^* < i_{q_on}^*) \end{cases} \quad (18)$$

ここで、 Δi_q は微小量であり、 $i_{q_now}^* = i_{q_on}^*$ の条件を満たした段階で補正時に切り替わるものである。

5 逆に、補正時から非補正時へと切り替わる場合、トルク電流指令値の現在値 $i_{q_now}^*$ は式 (19) で表される。

$$i_{q_now}^*[nT_s] = \begin{cases} i_{q_off}^*[(n-1)T_s] - \Delta i_q & (i_{q_now}^* > i_{q_off}^*) \\ i_{q_off}^* & (i_{q_now}^* = i_{q_off}^*) \\ i_{q_now}^*[(n-1)T_s] + \Delta i_q & (i_{q_now}^* < i_{q_off}^*) \end{cases} \quad (19)$$

10 ここで、 $i_{q_now}^* = i_{q_off}^*$ の条件を満たした段階で非補正時に切り替わるものである。

なお、トルク電流補正切替猶予期間は予め最大期間を定め、最大期間内のみ、トルク電流指令値を段階的に変化させるように切り替えを行っても良い。

以上により、トルク電流補正オン／オフ切り替えに伴う制御安定性および信頼性の向上が図れ、モータの乱調を防止することができる。

15

実施の形態 5

図 12 に速度制御演算部 14 の構成例を示す。速度制御演算部 14 は電流指令演算部 71 と推定速度平均演算部 72 を含む。トルク電流補正オン時には、推定速度演算部 72 は、回転速度推定値 ω^{\sim} の平均値 ω_{av} を導出し、電流指令演算部 71 は外部から与えられる回転速度指令値 ω^* と推定速度平均値 ω_{av} との速度誤差をゼロとするべく電流指令値 I_q^* を導出する。また、トルク電流補正オフ時には、推定速度平均演算部 72 は平均演算を行わず、そのまま回転速度推定値 ω^{\sim} を出力し、電流指令演算部 71 では外部から与えられる回転速度指令値 ω^* と回

転速度推定値 ω^{\sim} との速度誤差をゼロとするべく電流指令値 I^* を導出する。

具体的には、推定速度平均値 ω_{ave} は式 (20) で表される。

$$\omega_{ave} = \frac{1}{nT_s} \int_0^{nT_s} \omega^{\sim} dt \quad (20)$$

ここで、n は整数である。

5

また、トルク電流指令値の補正時には、式 (21) で表される電流指令値 I_0^* を導出する。

$$I_0^* = \left(K_{ps} + \frac{K_{ls}}{p} \right) (\omega^* - \omega_{ave}) \quad (21)$$

ここで、 K_{ps} 、 K_{ls} は P I 補償器のゲインである。

10 そして、トルク電流指令値の非補正時には、推定速度平均値 ω_{ave} を用いずに式 (2) を用いて電流指令値 I^* を導出する。

15 以上のように、本実施形態では、トルク電流補正オン時において、推定速度平均値 ω_{ave} を用いて電流指令値 I_0^* を導出するため、トルク変動が大きい場合においても電流指令値 I_0^* の変化量が小さく最適駆動点からの逸脱を最小限に防止することが可能となる。すなわち、トルク電流指令値の補正時に速度制御演算部から出力される電流指令値の変化を最小限に抑制することで、モータ効率最適点からの逸脱を防止し、高効率運転が可能となる。

20 推定速度平均演算部 72 は上記のようにトルク電流の補正動作に連動して、その出力を回転速度推定値 ω^{\sim} の平均値 ω_{ave} 又は回転速度推定値 ω^{\sim} に切替える。

25 この場合、トルク電流指令値の補正動作のオン/オフの切り替え時において、推定速度 ω を徐々に変化させていき、推定速度 ω が不連続となるのを防止するのが好ましい。

すなわち、トルク電流指令値の非補正時から補正時へと切替わった場合に、推定速度平均演算部 72 は、即座に推定速度平均値 ω_{ave} (ω^-) を出力するのではなく、図 13 に示すように、猶予期間を設け、徐々に推定速度平均値 ω_{ave} (ω^-

) に近づけるようにその出力 (回転速度推定値 ω^{\sim}) を所定の変化量 $\Delta \omega_s$ ずつ段階的に変化させていいてもよい。これにより、非補正/補正動作の切り替わり時において、非補正時の速度推定値 ω^{\sim} から、推定速度平均値 ω_{avg} (ω^-) の値へ滑らかに接続されるようになる。

5 具体的には、非補正時の出力速度を ω_{off} (回転速度推定値 ω^{\sim}) 、補正時の出力速度 (推定速度平均値 ω_{avg}) を ω_{on} 、出力速度の現在値を ω_{now} とすると、非補正時から補正時へと切り替わる場合、出力速度の現在値 ω_{now} は式 (22) で表される。

$$\omega_{now}[nT_s] = \begin{cases} \omega_{now}[(n-1)T_s] - \Delta \omega_s & (\omega_{now} > \omega_{on}) \\ \omega_{on} & (\omega_{now} = \omega_{on}) \\ \omega_{now}[(n-1)T_s] + \Delta \omega_s & (\omega_{now} < \omega_{on}) \end{cases} \quad (22)$$

10

ここで、 $\Delta \omega_s$ は所定の微小量である。出力速度 ω_{now} は、 $\omega_{now} = \omega_{on}$ の条件を満たした段階で補正時の値に切り替わる。

逆に、補正時から非補正時へと切り替わる場合、出力速度の現在値 ω_{now} は式 (23) で表される。

15

$$\omega_{now}[nT_s] = \begin{cases} \omega_{now}[(n-1)T_s] - \Delta \omega_s & (\omega_{now} > \omega_{off}) \\ \omega_{off} & (\omega_{now} = \omega_{off}) \\ \omega_{now}[(n-1)T_s] + \Delta \omega_s & (\omega_{now} < \omega_{off}) \end{cases} \quad (23)$$

出力速度 ω_{now} は、 $\omega_{now} = \omega_{off}$ の条件を満たした段階で非補正時の値に切り替わる。

なお、切替猶予期間として一定期間を定めておき、その一定期間内の間のみ上式 (22)、(23) を用いて推定速度を徐々に切り替えていくようにしても良い。

以上のように、補正/非補正時において推定速度を徐々に変化させる猶予期間を設けたことより、推定速度の急峻な変化を防止でき、トルク電流指令値の補正

／非補正の切り替え時の制御安定性および信頼性を向上でき、電流指令値の急峻な変化に伴うハンチングを抑制することが可能となる。

実施の形態 6

5 図 1 4 に電流制御演算部 1 7 の構成例を示す。電流制御演算部 1 7 は、二相電流指令値 i_d^* 、 i_q^* を三相電流指令値 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* に変換する 2 相／3 相変換部 9 1 と、三相電流指令値 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* とモータ電流検出値 i_u 、 i_v 、 i_w を用いて三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を導出する電圧指令演算部 9 2 とを含む。

10 三相電流指令値 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* は式 (2 4) で表される。

$$\begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta^\circ & \sin\theta^\circ \\ \cos(\theta^\circ - 2\pi/3) & \sin(\theta^\circ - 2\pi/3) \\ \cos(\theta^\circ + 2\pi/3) & \sin(\theta^\circ + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^* \\ i_d^* \end{bmatrix} \quad (24)$$

また、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* は式 (2 5) で表される。

$$\begin{cases} v_u^* = \left(K_{p6} + \frac{K_{I6}}{p} \right) (i_u^* - i_u) \\ v_v^* = \left(K_{p7} + \frac{K_{I7}}{p} \right) (i_v^* - i_v) \\ v_w^* = -v_u^* - v_v^* \end{cases} \quad (25)$$

15

ここで、 K_{p6} 、 K_{I6} および K_{p7} 、 K_{I7} は P I 補償器のゲインである。

以上の構成により正確な電圧指令値を生成することが可能となり、モータ電流の歪みを最小限に抑制でき、低騒音化・低振動化が実現できる。

20 実施の形態 7

位置・速度推定演算部 1 3 の構成例を図 1 5 に示す。位置・速度推定演算部 1

3 は誘起電圧推定部 101 と位置誤差修正部 103 を含む。誘起電圧推定部 101 は、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* とモータ電流検出値 i_u 、 i_v 、 i_w とを用いて誘起電圧推定値 e_u^* 、 e_v^* 、 e_w^* を導出し、一方で内部に有したモータモデル 102 から誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w を導出する。位置誤差修正部 103 は誘起電圧推定値 e_u^* 、 e_v^* 、 e_w^* と誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w との誘起電圧誤差をゼロとするべく推定位置 θ^* を逐次修正する。

具体的には、誘起電圧推定値 e_u^* 、 e_v^* 、 e_w^* は式 (9) で表され、誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w は式 (26) で表される。

$$\begin{cases} e_u = V_G[nT_s] \sin \theta^* \\ e_v = V_G[nT_s] \sin(\theta^* - 2\pi/3) \\ e_w = V_G[nT_s] \sin(\theta^* + 2\pi/3) \end{cases} \quad (26)$$

10

ここで、 $V_G[nT_s]$ は式 (27) ~ 式 (29) により逐次演算する。

$$\begin{bmatrix} e_{u0} \\ e_{v0} \\ e_{w0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \omega^* L_{ao} I^* \begin{bmatrix} \sin(\theta^* + \beta) \\ \sin(\theta^* + \beta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta^* + \beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} - \frac{3}{2} \omega^* L_{as} I^* \begin{bmatrix} \sin(\theta^* - \beta) \\ \sin(\theta^* - \beta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta^* - \beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (27)$$

15

$$e_0 = K_e (|e_{u0}| + |e_{v0}| + |e_{w0}|) \quad (28)$$

$$V_G[nT_s] = \frac{m \cdot V_G[(n-1)T_s] + (1-m) \cdot e_0}{m} \quad (29)$$

20

ここで、 K_e は定数であり、 m は整数である。

また、位置誤差修正部 103 は、誘起電圧誤差 $\Delta e_{uvw} = e_{uvw} - e_{uvw}^*$ の符号情報に応じて、推定位置 θ^* を式 (30) のように逐次修正する。

$$\theta^*[nT_s] = \theta^*[(n-1)T_s] + \Delta\theta^*[nT_s] \quad (30)$$

5 ただし、 $\Delta\theta^*[nT_s]$ は推定位置補償量 $\Delta\theta_p$ を用いて式 (31) で表される。

$$\Delta\theta^*[nT_s] = \begin{cases} K_{\theta_1} \cdot \Delta\theta^*[(n-1)T_s] + \Delta\theta_p & \text{(進ませる場合)} \\ K_{\theta_2} \cdot \Delta\theta^*[(n-1)T_s] - \Delta\theta_p & \text{(遅らせる場合)} \end{cases} \quad (31)$$

ここで、 K_{θ_1} 、 K_{θ_2} は定数である。

以上により、電圧飽和時でも位置・速度推定が可能となり、インバータの出力限界を増加できるだけでなく、シンクロナスリラクタンスマータのステータ巻線をさらに巻き込むことが可能となり、駆動システム全体の効率を向上できる。

実施の形態 8

本実施形態では、実施の形態 7 に示した位置・速度推定演算部 13 において、さらに、補償したモータ定数を用いて誘起電圧推定値を導出しており、これにより位置・速度推定精度の向上を図っている。

図 16 に位置・速度推定演算部 13 内の誘起電圧推定部 101 の構成を示す。誘起電圧推定部 101 は誘起電圧推定演算部 111 とモータ定数補償部 112 を含む。

モータ定数補償部 112 は三相電圧指令値、モータ電流検出値および推定速度を用いてモータ定数を補償する。誘起電圧推定演算部 111 は三相電圧指令値、モータ電流検出値およびモータ定数補償値を用いて誘起電圧推定値を導出する。以下では、d q 軸上での電圧方程式より、モータ定数の 1 つであるモータ巻線抵抗値を補償する方法について説明する。

具体的には、d q 軸上での電圧方程式は式 (32) のように表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_d p & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_m K_E \end{bmatrix} \quad (32)$$

ω_m はロータ実回転速度である。

ここで、動作点近傍では、d q 軸と $\gamma \delta$ 軸（図 2 参照）はほぼ一致していると考え、 $\Delta \theta \approx 0$ の近似を行うと式 (32) は式 (33) のように表される。

5

$$\begin{cases} v_\delta = R i_\delta + L_d \cdot p i_\delta - \omega^* L_q i_\gamma \\ v_\gamma = R i_\gamma + L_q \cdot p i_\gamma + \omega^* L_d i_\delta + \omega^* K_E \end{cases} \quad (33)$$

モータ巻線抵抗補償値を R^* とすると、式 (33) は式 (34) のように変形できる。

$$10 \quad (R^* - R) \cdot i_\delta^2 = R^* i_\delta^2 - (v_\delta i_\delta - L_d i_\delta \cdot p i_\delta + \omega^* L_q i_\delta i_\gamma) \quad (34)$$

ここで、式 (34) より、 i_δ の符号に関わらず補償値 R^* と真値 R の関係が求められ、 R^* が R よりも大きい場合には右辺は正となり、逆の場合には負となる。そこで、式 (35) を用いてモータ巻線抵抗値の補償を行う。

15

$$R^* [nT_s] = R^* [(n-1)T_s] - K_R \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} \{R^* [(n-1)T_s] i_\delta^2 - (v_\delta i_\delta - L_d i_\delta \cdot p i_\delta + \omega^* L_q i_\gamma i_\delta)\} dt \quad (35)$$

ここで、 K_R は積分ゲインである。

なお、式 (35) では、式 (34) の右辺の積分のみを行っているが、比例項を付け加えて P I 補償を行うことで応答性がより向上する。

さらに、 i_δ の符号が変化しない場合は式 (35) を辺々 i_δ で除算し演算時間の短縮を図ることが可能である。

なお、モータ巻線抵抗のみでなく、インダクタンスや誘起電圧定数といった他

のモータ定数にも本発明を適用することが可能である

以上により、正確なモータ定数を用いることで常時位置・速度推定精度の向上が図れるだけでなく、電力損失を最小限に抑制できる。

5 実施の形態9

本実施形態では、実施の形態8に示した位置・速度推定演算部13において、速度に応じてモータ定数の補償動作のオン／オフを切替えるモータ定数補償部の構成を説明する。

図17にモータ定数補償部112の構成を示す。モータ定数補償部112は、
10 回転角度推定値 ω^{\sim} と予め設定された推定回転角度基準値 ω_R とを入力し、比較する推定速度比較器42と、推定速度比較器42の出力信号に応じてモータ定数の補償を行うモータ定数補償演算部121とを含む。

以下では、モータ定数の1つであるモータ巻線抵抗値Rを補償する場合について説明する。

15 推定速度比較器42の出力信号 ε_v は、回転角度推定値 ω^{\sim} と推定回転角度基準値 ω_R から式(13)のように表される。また、モータ定数補償演算部121の出力値 R_{out} は、推定速度比較器42の出力信号 ε_v に応じて式(36)のようによく表される。

$$R_{out} = \begin{cases} R^{\sim} & (\varepsilon_v = 0) \\ R_n & (\varepsilon_v = 1) \end{cases} \quad (36)$$

20

ここで、 R^{\sim} は式(35)で表されるモータ巻線抵抗補償値、 R_n はノミナル値(公称値)である。

上式から分かるように、モータ定数補償部112は、回転角度推定値 ω^{\sim} が推定回転角度基準値 ω_R よりも大きくなる高速領域においてのみモータ定数の補償を行う。これにより、モータ定数の補償に伴う演算時間を大幅に短縮し、演算装置の負荷容量を軽減させ、かつコストダウンが図れるだけでなく、周辺回路を簡素化できる。

なお、推定速度比較器 4 2 にはヒステリシスを具備させても良い。すなわち、推定速度比較器 4 2 において、回転角度推定値 $\omega \sim$ が増加方向に変化する場合の基準値 ω_R の値と、回転角度推定値 $\omega \sim$ が減少方向に変化する場合の基準値 ω_R の値とを異ならせても良い。

5 また、前述の説明では、推定回転角度基準値 ω_R が一つの場合について述べたが、推定回転角度基準値をいくつか設けて、それぞれの回転速度領域においてモータ定数の補償時または非補償時の切り替えを行っても良い。

さらに、モータ巻線抵抗のみでなく、インダクタンスや誘起電圧定数といった他のモータ定数にも本発明を適用することが可能である。

10

実施の形態 1 0

モータ定数補償部の別の構成を図 1 8 に示す。本実施形態では、トルク変動量を検出し、その変動量が基準値以下の領域においてのみモータ定数の補償を行う。すなわち、トルク変動量に応じてモータ定数補償動作のオン／オフを切替える

15

。図 1 8 に示すように、モータ定数補償部 1 1 2 b はトルク変動検出部 5 1 、トルク変動比較器 5 2 、及びモータ定数補償演算部 1 2 1 を含む。トルク変動検出部 5 1 は回転角度推定値 $\omega \sim$ によりトルク変動検出値 $\Delta \tau$ を検出する。トルク変動比較器 5 2 は、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ とトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ とを入力して比較する。モータ定数補償演算部 1 2 1 は、トルク変動比較器 5 2 の出力信号に応じてモータ定数の補償を行う。

20

次に、モータ定数としてモータ巻線抵抗値 $R \sim$ を補償する場合の動作について説明する。

25

トルク変動検出部 5 1 の出力信号であるトルク変動検出値 $\Delta \tau$ は、回転角度推定値 $\omega \sim$ により式 (1 5) のように導出される。また、トルク変動比較器の出力信号 $\varepsilon \tau$ は、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ とトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ から式 (1 6) のように表される。モータ定数補償演算部 1 2 1 の出力値 R_{out} は、トルク変動比較器の出力信号 $\varepsilon \tau$ に応じて式 (3 7) のように表される。

$$R_{out} = \begin{cases} R^* & (\varepsilon_r = 0) \\ R_n & (\varepsilon_r = 1) \end{cases} \quad (37)$$

ここで、 R^* は式（35）で表されるモータ巻線抵抗補償値、 R_n はノミナル値（公称値）である。

上式より、トルク変動検出値 $\Delta \tau$ がトルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ 以下の領域においてのみモータ定数の補償を行う。

なお、トルク変動比較器52にはヒステリシスを具備させても良い。

また、前述の説明では、トルク変動基準値 $\Delta \tau_R$ が一つの場合について述べたが、トルク変動基準値をいくつか設けて、それぞれの領域においてモータ定数の補償時または非補償時の切り替えを行っても良い。

さらに、モータ巻線抵抗のみでなく、インダクタンスや誘起電圧定数といった他のモータ定数にも本発明を適用することが可能である。

以上により、モータ定数の補償に伴う演算時間を必要最低限まで短縮し、演算装置の負荷容量を最大限軽減させ、かつ大幅にコストダウンが図れる。

15 実施の形態 1 1

実施の形態8～10において、モータ定数補償部112におけるモータ定数の補償動作オン／オフの切替時の制御について図19を用いて説明する。

本実施形態では、実施の形態8～10のモータ定数の補償動作において、モータ定数（モータ巻線抵抗値）の非補償時（補償動作オフ時）から補償時（補償動作オン時）へと切り替わる場合、図19に示すように、モータ定数補償切替のための猶予期間を設ける。これによって、急激なモータ定数の変化を抑制し、モータ定数が不連続となるのを防止する。

具体的には、非補償時のモータ巻線抵抗値を R_{ff} 、補償時のモータ巻線抵抗値を R_n 、モータ巻線抵抗値の現在値を R_{now} とすると、非補償時から補償時へと切り替わる場合、モータ定数補償演算部121から出力されるモータ巻線抵抗値の現在値 R_{now} は式（38）で表される。

$$R_{now}[nT_s] = \begin{cases} R_{now}[(n-1)T_s] - \Delta R & (R_{now} > R_{on}) \\ R_{on} & (R_{now} = R_{on}) \\ R_{now}[(n-1)T_s] + \Delta R & (R_{now} < R_{on}) \end{cases} \quad (38)$$

ここで、 ΔR は所定の微小量である。モータ定数補償演算部121からの出力は、猶予期間においては補償時の値 R_{on} に近づくように ΔR ずつ徐々に変化し、 $R_{now} = R_{on}$ の条件を満たした段階で補償時の値 R_{on} に切り替わる。

5 逆に、補償時から非補償時へと切り替わる場合、モータ定数補償演算部121から出力されるモータ巻線抵抗値の現在値 R_{now} は式(39)で表される。

$$R_{now}[nT_s] = \begin{cases} R_{now}[(n-1)T_s] - \Delta R & (R_{now} > R_{off}) \\ R_{off} & (R_{now} = R_{off}) \\ R_{now}[(n-1)T_s] + \Delta R & (R_{now} < R_{off}) \end{cases} \quad (39)$$

すなわち、モータ定数補償演算部121からの出力は、猶予期間においては非補償時の値 R_{off} に近づくように ΔR ずつ徐々に変化し、 $R_{now} = R_{off}$ の条件を満たした段階で非補償時の値 R_{off} に切り替わる。

なお、モータ定数補償切替のための猶予期間として一定の期間を定め、その一定期間内のみモータ巻線抵抗値を段階的に変化させるようにしても良い。

15 以上の構成により、モータ定数の補償動作のオン／オフ切り替えに伴う制御安定性および信頼性の向上が図れ、モータの乱調および脱調を防止することができる。

実施の形態12

本実施形態では、シンクロナスリラクタンスマータの電圧飽和率を検出し、電圧飽和率が所定値よりも高いときに飽和を回避すべく、目標速度を低下させる制御を行なう。

図20に本実施形態のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置の構成を示す。本実施形態の制御装置は、実施の形態1の制御装置の構成に加えて、さらに、

シンクロナスリラクタンスマータ4の電圧指令値から電圧飽和の度合い（電圧飽和率）を導出する電圧飽和識別部31を備えている。

電圧飽和識別部31は次式を用いて電圧飽和率 σ_{vo1} を求める。

$$\sigma_{vo1} = \frac{\sqrt{v_{\gamma}^{*2} + v_{\delta}^{*2}}}{V_R} \quad (40)$$

5

ここで、 V_R は基準電圧（電圧飽和率が100%となる場合の電圧設定値）、 v_{γ}^* 、 v_{δ}^* は γ δ 軸電圧指令値である。なお、 v_{γ}^* 、 v_{δ}^* については、式（6）により導出する。

電圧飽和識別部31は上式（40）で得た電圧飽和率 σ_{vo1} と、予め設定された電圧飽和率設定値 σ_R とを比較し、その比較結果を速度制御演算部14に出力する。

速度制御演算部14は、電圧飽和識別部31からの比較結果に基いて $\sigma_{vo1} \geq \sigma_R$ の場合に、外部から与えられる回転速度目標値 ω^* を低減する。例えば、次式（41）で新たな回転速度目標値 ω^* を低減する。

15

$$\omega^* = \omega^* \times a \quad (a < 1) \quad (41)$$

速度制御演算部14は電圧飽和率が基準値よりも小さくなるまで回転速度目標値 ω^* を低減し、その低減した値を用いて電流指令値を求めていく。

なお、電圧飽和が発生する運転領域（主として高速域）では、 v_{γ}^* 、 v_{δ}^* は回転速度（同期モータ、シンクロナスリラクタンスマータでは、回転速度目標値＝モータ実回転速度となる）に概ね比例するため（例えば式（33）を参照）、回転速度目標値を下げることで、上式（40）により導出される電圧飽和率を低下することができる。

以上のように、過剰な電圧飽和を避けることで、位置・速度推定演算部における推定位置 θ^{\sim} の誤差が大きくなることを回避し、脱調を防止できる。

実施の形態 1 3

図 2 1 に本実施形態のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置の構成を示す。本実施形態の制御装置は、実施の形態 1 の制御装置の構成に加えて、さらに

5 、シンクロナスリラクタンスマータ 4 の電圧指令値から電圧飽和の度合い（電圧飽和率）を導出する電圧飽和識別部 3 1 と、インバータ 3 へ入力する直流電圧（以下「インバータ直流電圧」という。）を検出する DC 電圧検出部 3 3 と、インバータ直流電圧のリップルを相殺するようにモータ電圧指令値を補正するモータ電圧補正部 3 5 とを備えている。

10 電圧飽和識別部 3 1 はシンクロナスリラクタンスマータ 4 の電圧指令値から電圧飽和率を導出し、この導出した値と、予め設定された電圧飽和率設定値とを比較し、その比較結果を速度制御演算部 1 4 に出力する。このとき、電圧飽和識別部 3 1 において電圧飽和率設定値はインバータ直流電圧の脈動に応じて補正される。すなわち、電圧飽和識別部 3 1 は DC 電圧検出部 3 3 からインバータ直流電

15 圧の検出値を入力し、インバータ直流電圧の脈動に応じて電圧飽和率設定値を補正する。これにより、インバータ直流電圧の脈動分を考慮した電圧飽和時の保護制御を実現している。電圧飽和率設定値の補正值 σ_{Rh} は次式で求められる。

$$\sigma_{Rh} = \sigma_R \cdot \frac{V_0}{V_{dc}} \quad (42)$$

20 ここで、 σ_R は予め設定された電圧飽和率設定値、 V_0 は予め設定されたインバータ直流電圧の基準値である。

モータ電圧補正部 3 5 は、電流制御演算部 1 7 からのモータ補正電圧指令値を DC 電圧検出部 3 3 により検出されたインバータ直流電圧 V_{dc} に基いて補正し、これによりモータ電流波形の歪みを低減する。モータ電圧指令の補正值 V_{jh}^* は次式で求められる。

$$V_{jh}^* = V_j^* \cdot \frac{V_0}{V_{dc}} \quad (43)$$

ここで、 $j = u, v, w$ であり、 V_j^* は電流制御演算部 17 より導出されるモータ電圧指令値、 v_{dc} はDC電圧検出部 33 より検出されたインバータ直流電圧の値、 V_0 は予め設定されたインバータ直流電圧の基準値（インバータ直流電圧の最大値に設定）である。

速度制御演算部 14 は、電圧飽和識別部 31 からの出力に基き、電圧指令値から導出された電圧飽和率が電圧飽和率設定値以上の場合にのみ、外部から与えられる回転速度目標値を低下させ、この低下した目標値に基いて電流指令値を求める。

10 以上のようにインバータ直流電圧 V_0 に基いてモータ補正電圧指令及び電圧飽和率設定値を補正するのは次の理由による。

一般的にインバータ直流電圧は、図 22 に示すように交流電源周波数の 2 倍の周波数で脈動し、その電圧変動幅 ΔV_{dc} は負荷要素が発生する負荷トルクに比例して大きくなる。そのため、図 22 の斜線部の分だけ実際のモータ印加電圧が少 15 なくなり、モータ電流波形に歪みが生じてしまう。

そこで、モータ電圧指令値 V_j^* に関し、式 (43) に示すようにインバータ直流電圧検出値を用いて、インバータ直流電圧の脈動に起因する電圧不足分を補正することで、実際のモータ印加電圧を指令通りの所望の値とすることができる。

ここで、モータ補正電圧指令（モータ印加電圧）が最も大きくなるのは図 22 において、インバータ直流電圧が最小値 ($V_0 - \Delta V_{dc}$) となる場合である。モータ補正電圧指令（モータ印加電圧）の最大値 $V_{jh_max}^*$ は式 (44) のように表さ 20 れる。

$$V_{jh_max}^* = V_j^* \cdot \frac{V_0}{V_0 - \Delta V_{dc}} \quad (44)$$

25 ここで、 $j = u, v, w$ である。

このときの電圧飽和率 σ_{vol_max} は式 (44) のモータ補正電圧指令値の最大値を 3 相 → 2 相変換することで式 (45) のように導出することができる。

$$\sigma_{vol_max} = \frac{V_0}{V_0 - \Delta v_{dc}} \frac{\sqrt{v_r^{*2} + v_\delta^{*2}}}{V_R} \quad (45)$$

上式は、インバータ直流電圧の脈動を補正することで、モータ電圧指令値が大きくなり、その結果、電圧飽和率が大きくなることを示している。すなわち、電
5 圧飽和率設定値 σ_R が一定の場合、インバータ直流電圧の脈動を補正することに
より、電圧飽和の保護制御に移行し易くなり、高速域での駆動性能が低下してし
まう。

そこで、高速域において駆動性能の低下を防止するためには、前述の式（4 2
）のように電圧飽和率設定値 σ_R もインバータ直流電圧の脈動により補正する必
10 要がある。このように、電圧飽和率設定値 σ_R を補正することで駆動性能を低下
させずに高速運転が実現でき、モータ電流波形の歪みが低減することで効率や制
御安定性が向上し、更なる高速運転が実現可能となる。

なお、AC/DC変換器2の電圧制御により、DC電圧を240V（50rps時）から280V（100rps時）と設定が変わるような場合等、運転条件
15 （例えば速度域等）によってインバータ直流電圧の値が変化する場合には、上記
のインバータ直流電圧基準値 V_0 には予め設定された固定値ではなく、実際のDC
電圧検出値の平均値、またはAC/DC変換器2の電圧設定値を用いて、イン
バータ直流電圧の脈動を補正しても良い。

上記構成により、実際のモータ印加電圧を常時指令通りとしてモータ電流波形
20 の歪みを低減することで、効率向上、騒音振動の低減、制御安定性の向上（推定
位置の誤差：小）等のメリットが生じるだけでなく、電圧飽和設定値も同時にイン
バータ直流電圧の脈動により補正することで、高速域において同等以上の駆動
性能を実現することが可能である。

25 本発明は、特定の実施形態について説明されてきたが、当業者にとっては他の
多くの変形例、修正、他の利用が明らかである。それゆえ、本発明は、ここでの
特定の開示に限定されず、添付の請求の範囲によってのみ限定され得る。

請 求 の 範 囲

1. シンクロナスリラクタンスマータの制御装置であって、
シングロナスリラクタンスマータのステータ巻線に流れるモータ電流を検出す
5 電流検出手段と、
該電流検出手段による検出値と、前記シンクロナスリラクタンスマータのステータ巻線に印加する電圧の指令値である電圧指令値とから、前記シンクロナスリラクタンスマータの誘起電圧を推定し、その誘起電圧の推定値に基づき前記シンクロナスリラクタンスマータのロータ位置および回転速度の推定値を決定する位
10 置・速度推定手段と、
該位置・速度推定手段による回転速度の推定値と、外部から与えられる回転速度の目標値との誤差をゼロとするように、前記シンクロナスリラクタンスマータのステータ巻線に供給する電流指令値を決定する速度制御手段と、
15 予め設定されたシンクロナスリラクタンスマータの電流位相角により、前記速度制御手段からの電流指令値を、そのトルク電流成分であるトルク電流指令値と界磁電流成分である界磁電流指令値に分配する分配手段と、
前記シンクロナスリラクタンスマータの負荷要素が発生する負荷トルクを前記シンクロナスリラクタンスマータの出力トルクと一致させるように、前記分配手段からのトルク電流指令値と、前記位置・速度推定手段から得られる回転速度の
20 推定値とに基いて前記トルク電流指令値を補正するトルク電流補正手段と、
該トルク電流補正手段からのトルク電流指令値の補正值および前記分配手段からの界磁電流指令値と、前記電流検出手段から得られる前記モータ電流検出値との誤差をゼロとするように電圧指令値を生成する電流制御手段と、
該電圧指令値に基いて前記シンクロナスリラクタンスマータにおける各駆動素
25 子毎に通電信号を分配する通電分配手段と、
を備えたことを特徴とする制御装置。
2. 前記トルク電流補正手段は、前記位置・速度推定手段から得られる回転速度の推定値が所定値以下の場合にトルク電流指令値の補正を実行し、前記位置・

速度推定手段から得られる回転速度の推定値が所定値より大きい場合にトルク電流指令値の補正を実行しないように、トルク電流指令値の補正動作を切替えることと特徴とする請求項1記載のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置。

5 3. 前記トルク電流補正手段は、前記トルク電流指令値の補正動作の実行／非実行の切替え時において猶予期間を設け、該猶予期間中は前記トルク電流指令値を切替え後の値として求められる値に段階的に近づけていくことを特徴とする請求項2記載のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置。

10 4. 前記トルク電流補正手段は、前記負荷要素が発生する負荷トルクの時間的な変動量を検出するトルク変動検出手段をさらに有し、該トルク変動検出手段により検出されたトルク変動量が所定値よりも大きい場合にトルク電流指令値の補正を実行し、検出されたトルク変動量が所定値以下の場合にトルク電流指令値の補正を実行しないように、トルク電流指令値の補正動作を切替えることを特徴とする請求項1記載のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置。

15 5. 前記トルク変動検出手段は、時間的に連続する前後のサイクルにおける回転速度の推定値の誤差によりトルク変動量を検出することを特徴とする請求項4記載のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置。

20

6. 前記トルク電流補正手段は、前記トルク電流指令値の補正動作の実行／非実行の切替え時において猶予期間を設け、該猶予期間中は前記トルク電流指令値を切替え後の値として求められる値に段階的に近づけていくことを特徴とする請求項4記載のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置。

25

7. 前記速度制御手段は、前記トルク電流指令値が補正される際に、前記位置・速度推定手段から得られる回転速度の推定値の時間的な平均値を求める平均演算手段と、その求めた平均値と前記回転速度の目標値との誤差がゼロとなるように前記シンクロナスリラクタンスマータのステータ巻線に供給する電流指令値を

生成する指令演算手段とを備えたことを特徴とする請求項1記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

8. 前記平均演算手段は、前記トルク電流指令値の補正動作時において前記回5 転速度の推定値の平均値を出力し、前記トルク電流指令値の非補正時には前記位置・速度推定手段から得られる回転速度の推定値を出力し、

前記平均演算手段は、前記トルク電流指令値の補正動作の切替え時において猶予期間を設け、該猶予期間中は平均演算手段の出力を切替え後の値として求められる値に段階的に近づけていくことを特徴とする請求項7記載のシンクロナスリ10 ラクタンスモータの制御装置。

9. 前記電流制御手段は、前記トルク電流指令値または前記トルク電流指令値の補正值、および界磁電流指令値について、二相電流指令値から三相電流指令値に座標変換を行い、前記三相電流指令値と前記モータ電流検出値との電流誤差を15 ゼロとするべく電圧指令値を生成することを特徴とする請求項1記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

10. 前記位置・速度推定手段は、前記電流検出手段から得られるモータ電流の検出値と、前記電圧指令値とから、前記シンクロナスリラクタンスモータの誘20 起電圧を推定する誘起電圧推定手段と、

前記シンクロナスリラクタンスモータのモータモデルを内部に有し、前記モータモデルから誘起電圧を生成する誘起電圧生成手段と、

前記誘起電圧推定手段から得られる誘起電圧推定値と、前記誘起電圧生成手段から得られる誘起電圧値との電圧誤差をゼロとするべく、前記誘起電圧推定値を25 修正する位置誤差修正手段と

を有することを特徴とする請求項1記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

11. 前記誘起電圧推定手段は、前記回転速度の推定値と、前記電圧指令値と

、前記モータ電流の検出値とを用いて前記シンクロナスリラクタンスマータのモータ定数を補償するモータ定数補償手段を有することを特徴とする請求項10記載のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置。

5 12. 前記モータ定数補償手段は、前記回転速度の推定値が基準値よりも大きい場合に前記モータ定数の補償動作を行なうことを特徴とする請求項11記載のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置。

10 13. 前記モータ定数補償手段は、モータ定数の補償動作の実行／非実行の切替え時において猶予期間を設け、該猶予期間中はモータ定数を、切替え後の値として求められる値に段階的に近づけていくことを特徴とする請求項12記載のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置。

15 14. 前記負荷要素が発生する負荷トルクの時間的な変動量を検出するトルク変動検出手段をさらに有し、

前記モータ定数補償手段は、前記トルク変動検出手段からのトルク変動量が基準値以下の場合に、前記モータ定数の補償動作を行なうことを特徴とする請求項11記載のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置。

20 15. 前記モータ定数補償手段は、モータ定数の補償動作の実行／非実行の切替え時において猶予期間を設け、該猶予期間中はモータ定数を、切替え後の値として求められる値に段階的に近づけていくことを特徴とする請求項14記載のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置。

25 16. シンクロナスリラクタンスマータの電圧指令値から電圧飽和の度合いを示す電圧飽和率を導出し、該電圧飽和識別手段からの電圧飽和率を所定値と比較し、その比較結果を出力する電圧飽和識別手段をさらに有し、

前記速度制御手段は、該電圧飽和識別手段からの出力に基いて、電圧飽和率が前記所定値以上の場合に、外部から与えられる回転速度目標値を低下させ、その

低下した値に基いて電流指令値を決定する、ことを特徴とする請求項 1 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

17. シンクロナスリラクタンスモータを駆動する交流電圧を供給するインバータへの入力電圧である直流電圧を検出するDC電圧検出手段と、

前記直流電圧の脈動を相殺するようにモータ電圧指令値を補正するモータ電圧補正手段と、

モータ補正電圧指令値から電圧飽和の度合いである電圧飽和率を導出し、該導出した電圧飽和率と所定値とを比較し、その比較結果を出力する電圧飽和識別手段とをさらに有し、

該電圧飽和識別手段は前記所定値を前記DC電圧検出手段により検出された直流電圧の脈動に応じて補正し、

前記速度制御手段は、前記電圧飽和識別手段からの出力に基いて、導出した電圧飽和率が前記所定値以上の場合に、外部から与えられる回転速度目標値を低下させ、その低下した値に基いて電流指令値を決定する

ことを特徴とする請求項 1 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

18. 前記シンクロナスリラクタンスモータのロータが永久磁石を有することを特徴とする請求項 1 ないし 17 のいずれか 1 つに記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

19. 前記永久磁石は、前記シンクロナスリラクタンスモータの定格負荷におけるブレーキトルクを相殺するのに必要最低限の磁石量のみ具備することを特徴とする請求項 18 記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

25

20. 前記シンクロナスリラクタンスモータのステータは集中巻ステータであることを特徴とする請求項 1 ないし 17 のいずれか 1 つに記載のシンクロナスリラクタンスモータの制御装置。

21. 前記シンクロナスリラクタンスマータの負荷要素は少なくともロータリ圧縮機またはスクロール圧縮機のいずれかであることを特徴とする請求項1ないし17のいずれか1つに記載のシンクロナスリラクタンスマータの制御装置。

1

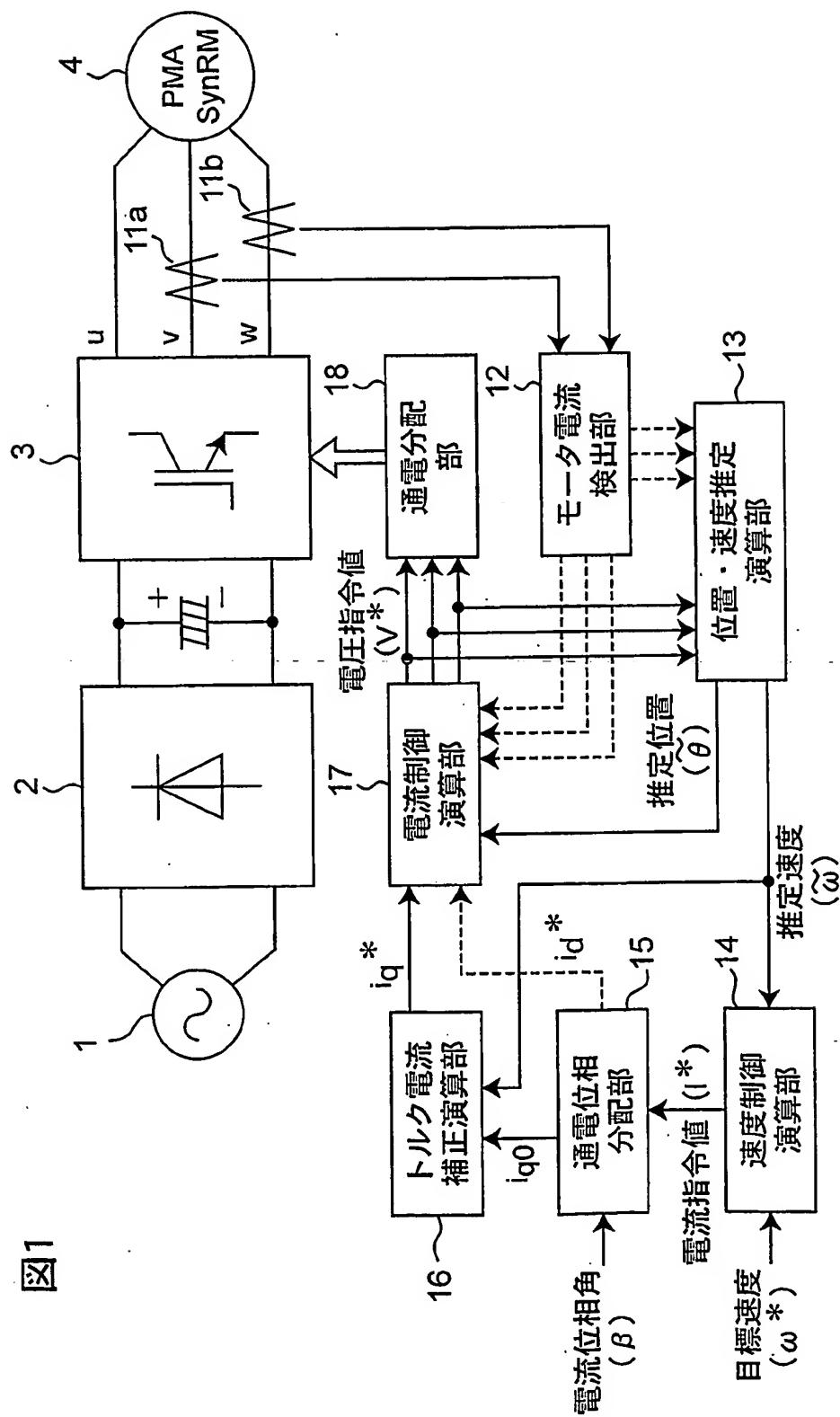
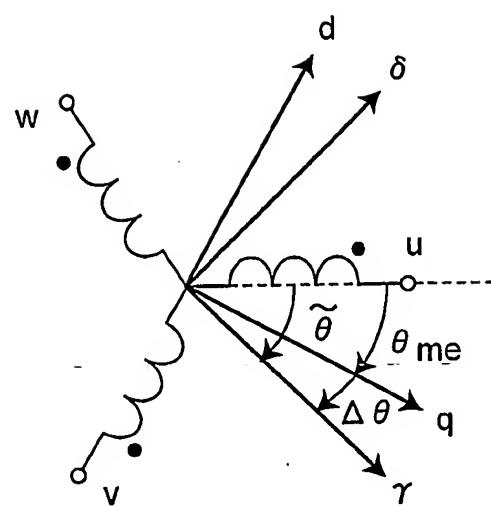


図2



3/17

図 3

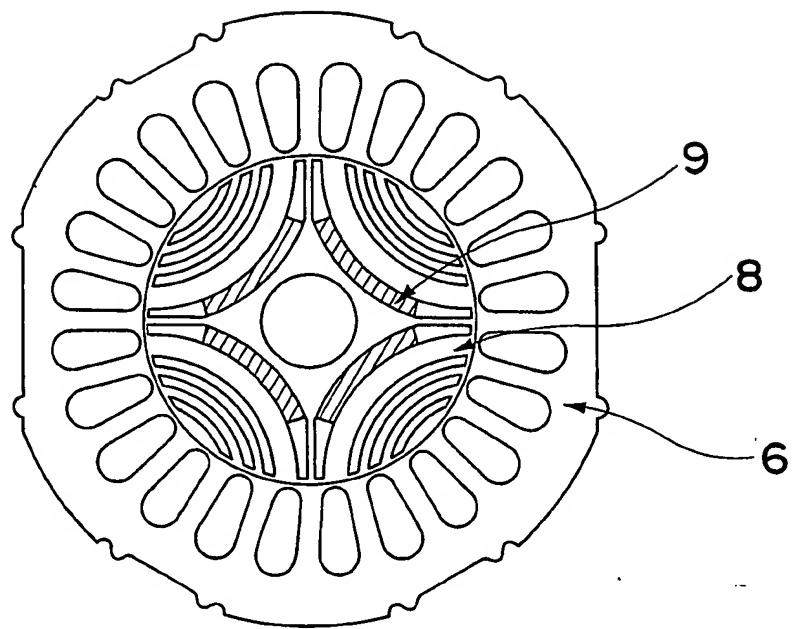


図 4

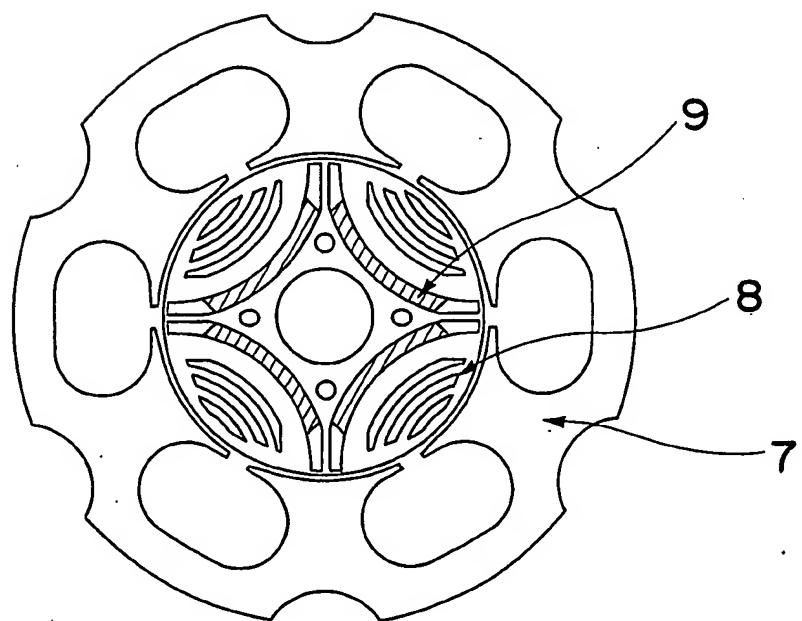


図5

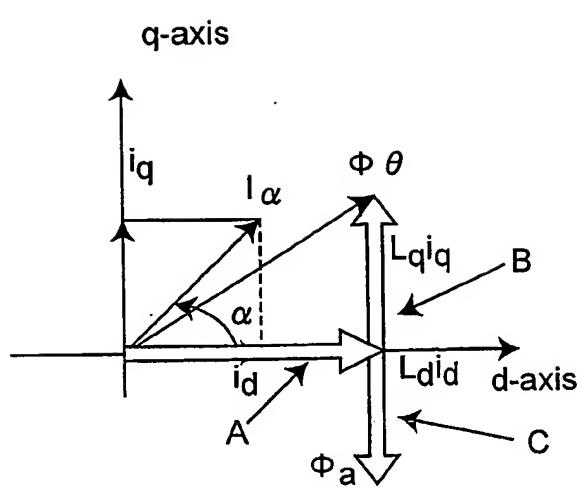


図6

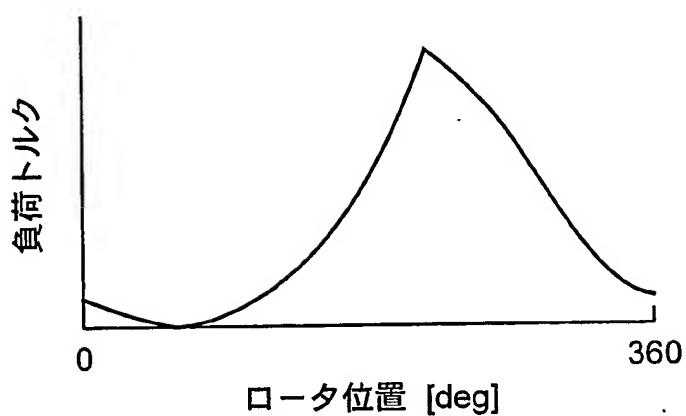


図7

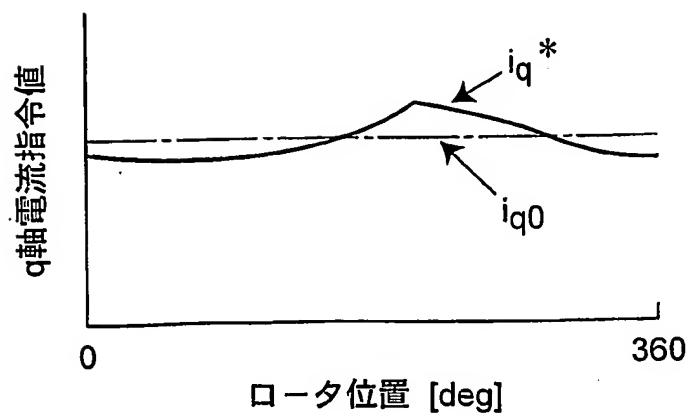


図8

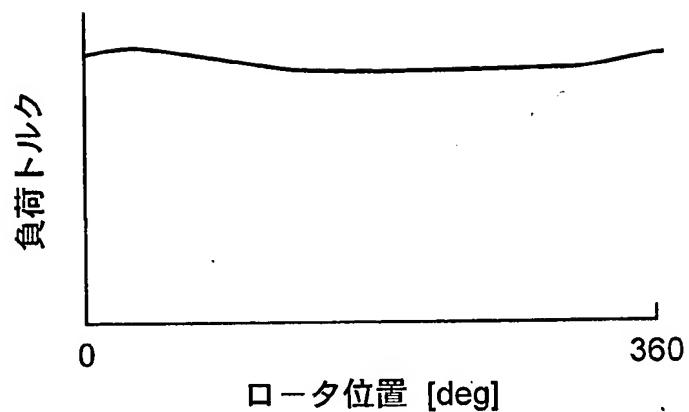
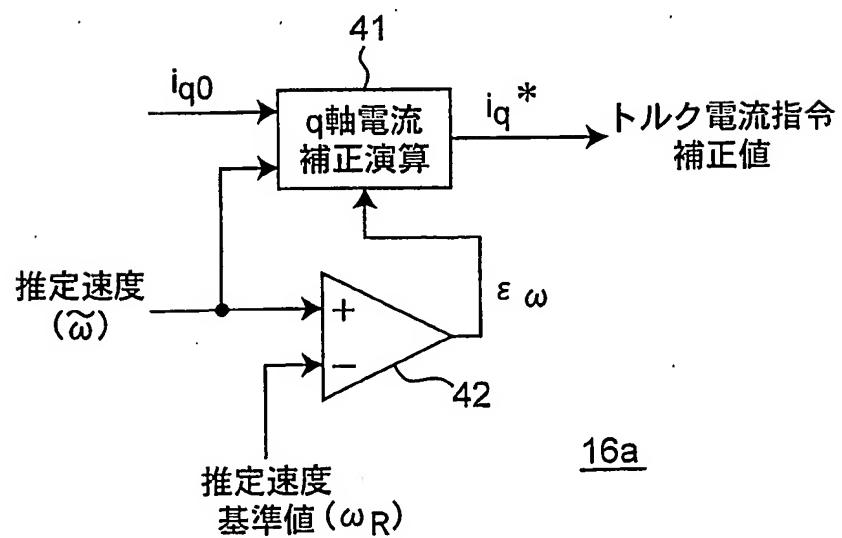


図9



7/17

図10

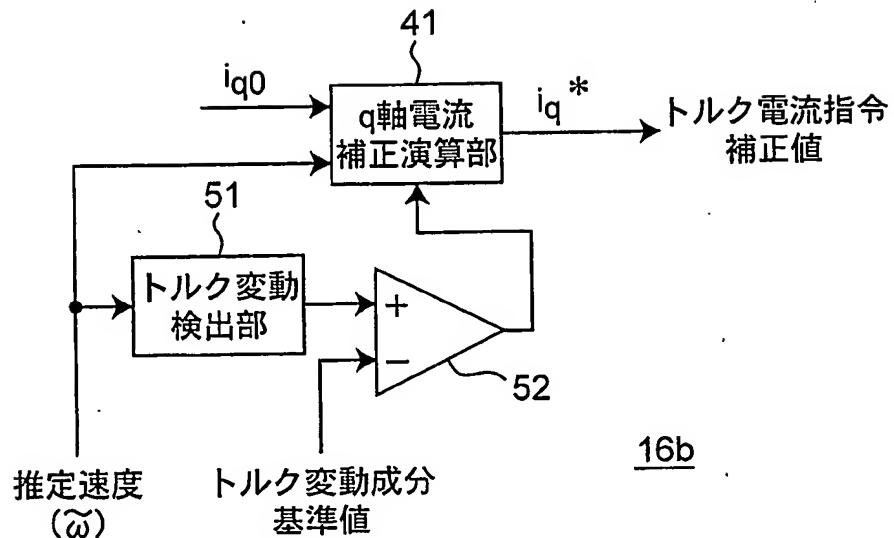


図11

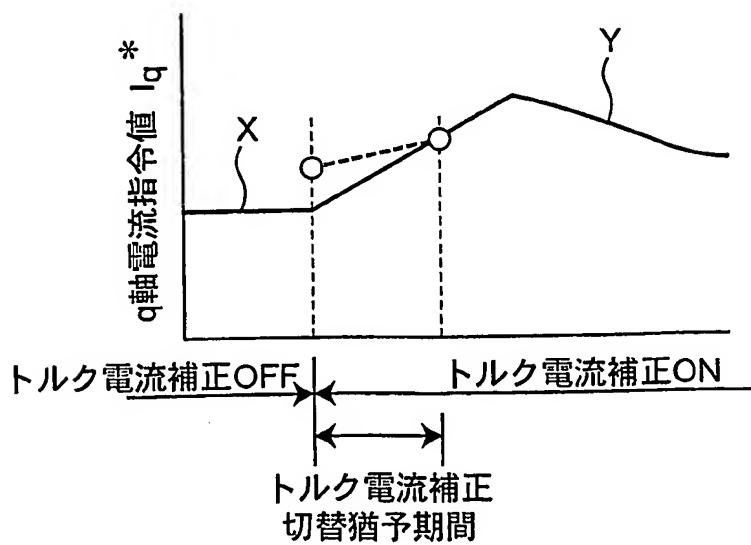


図12

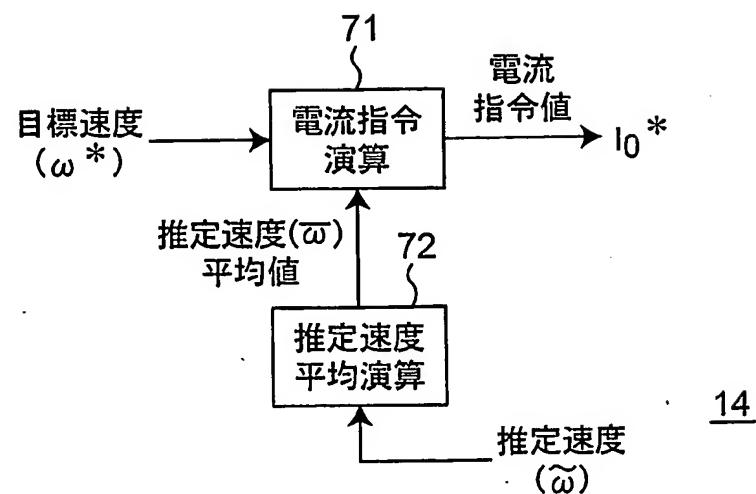
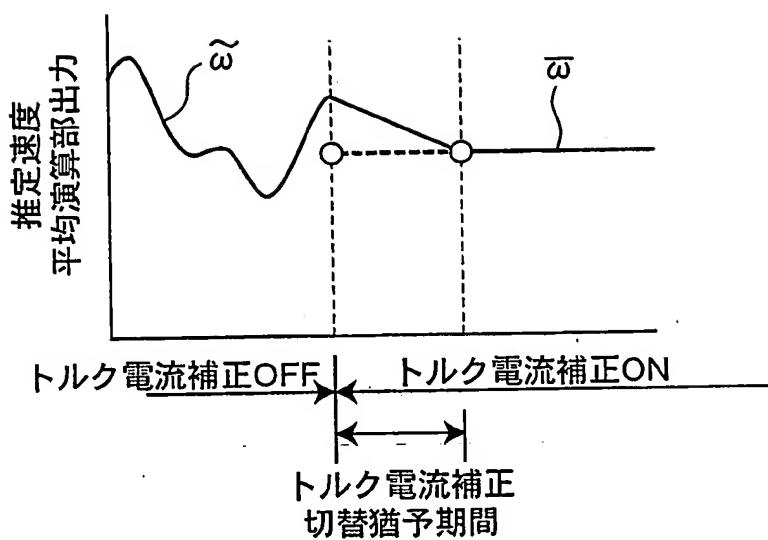
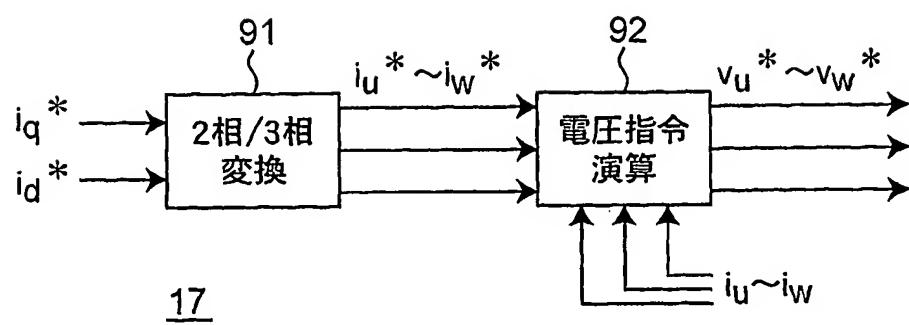


図13



10/17

図14



17

図15

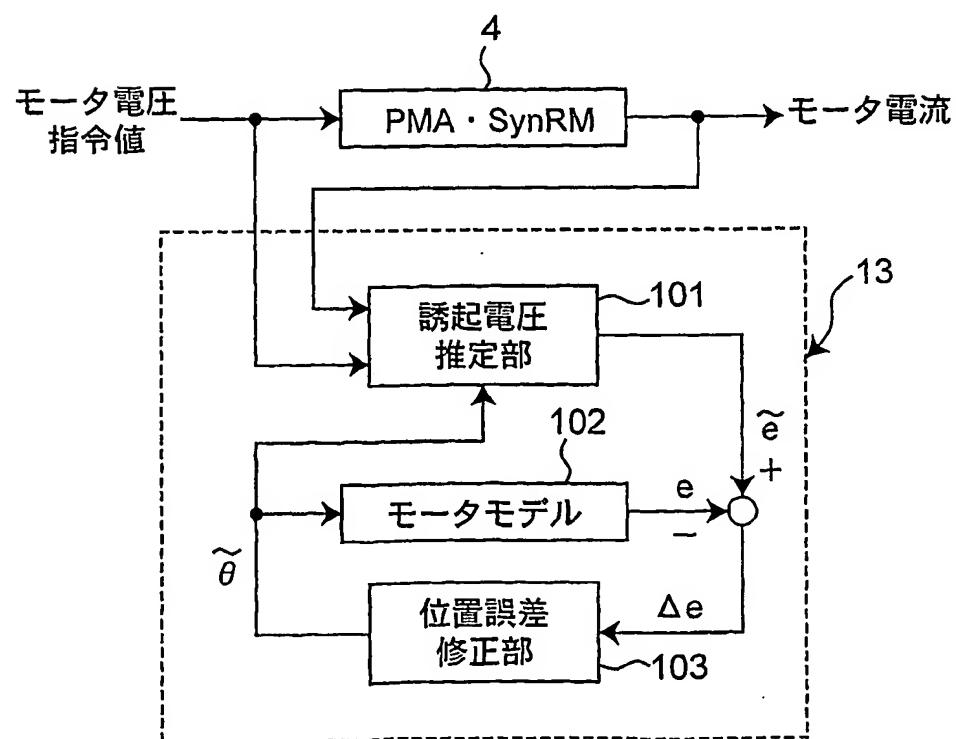
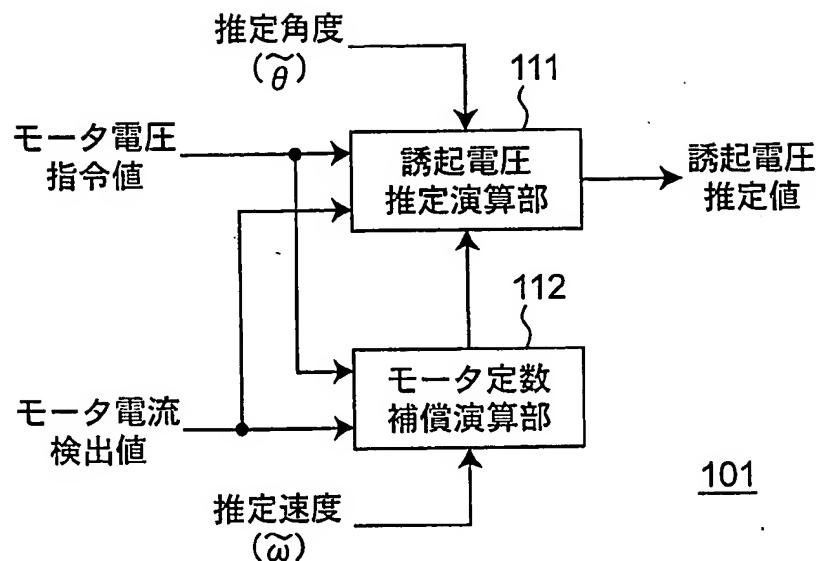
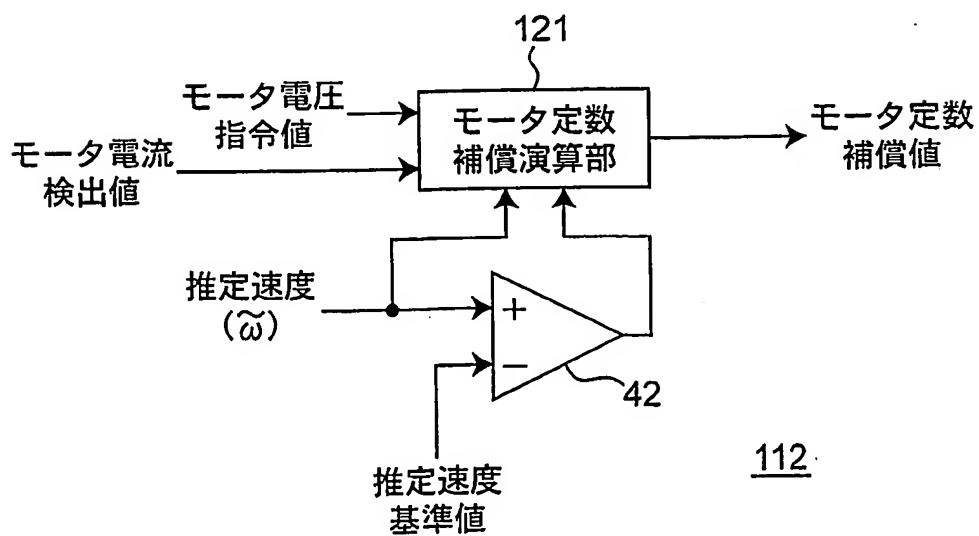


図16



101

図17



112

図18

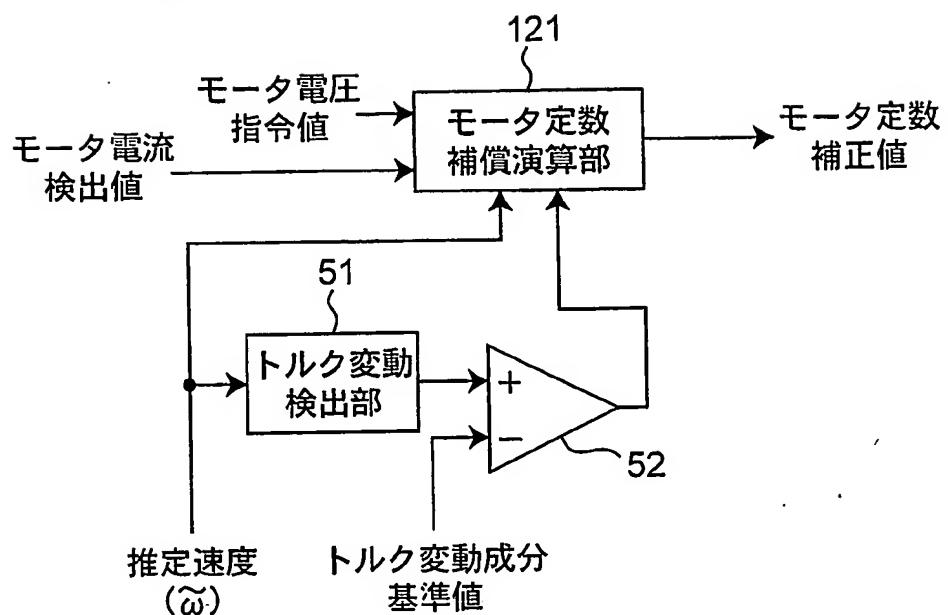
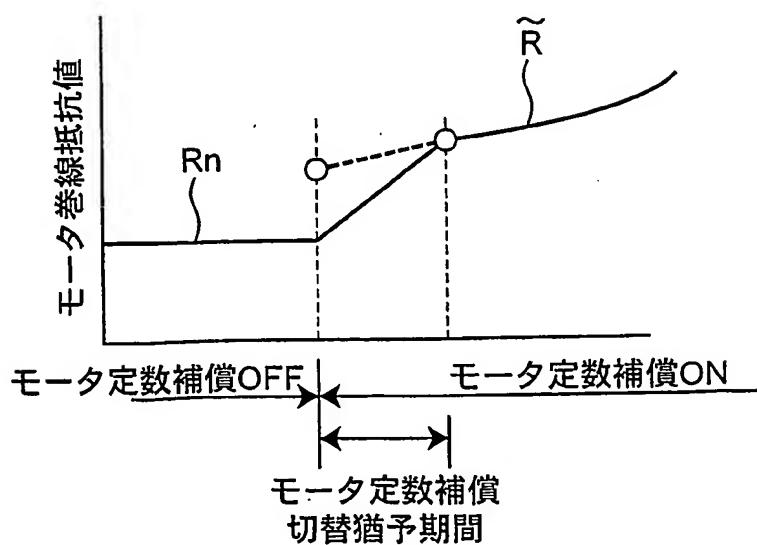
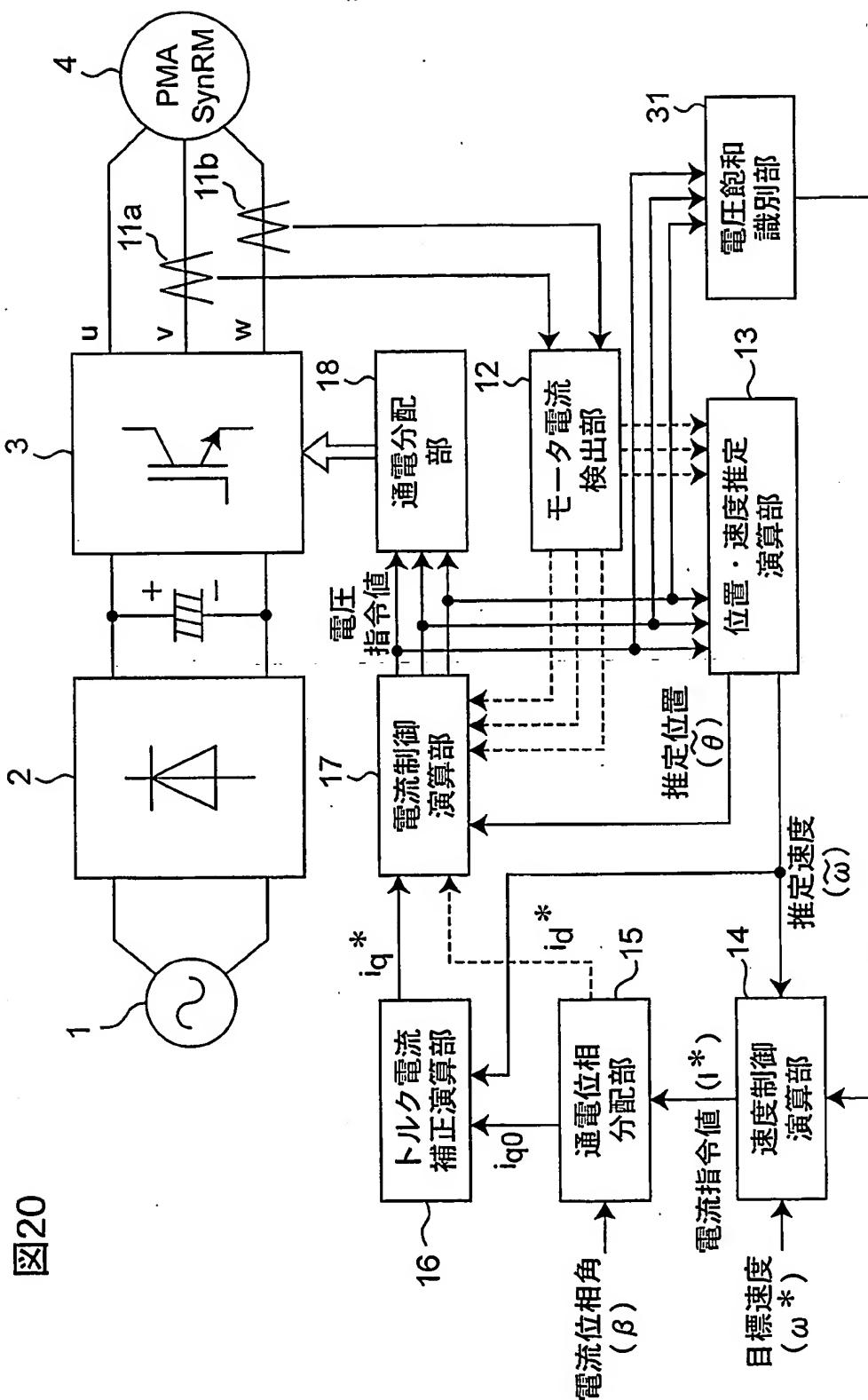


図19





21

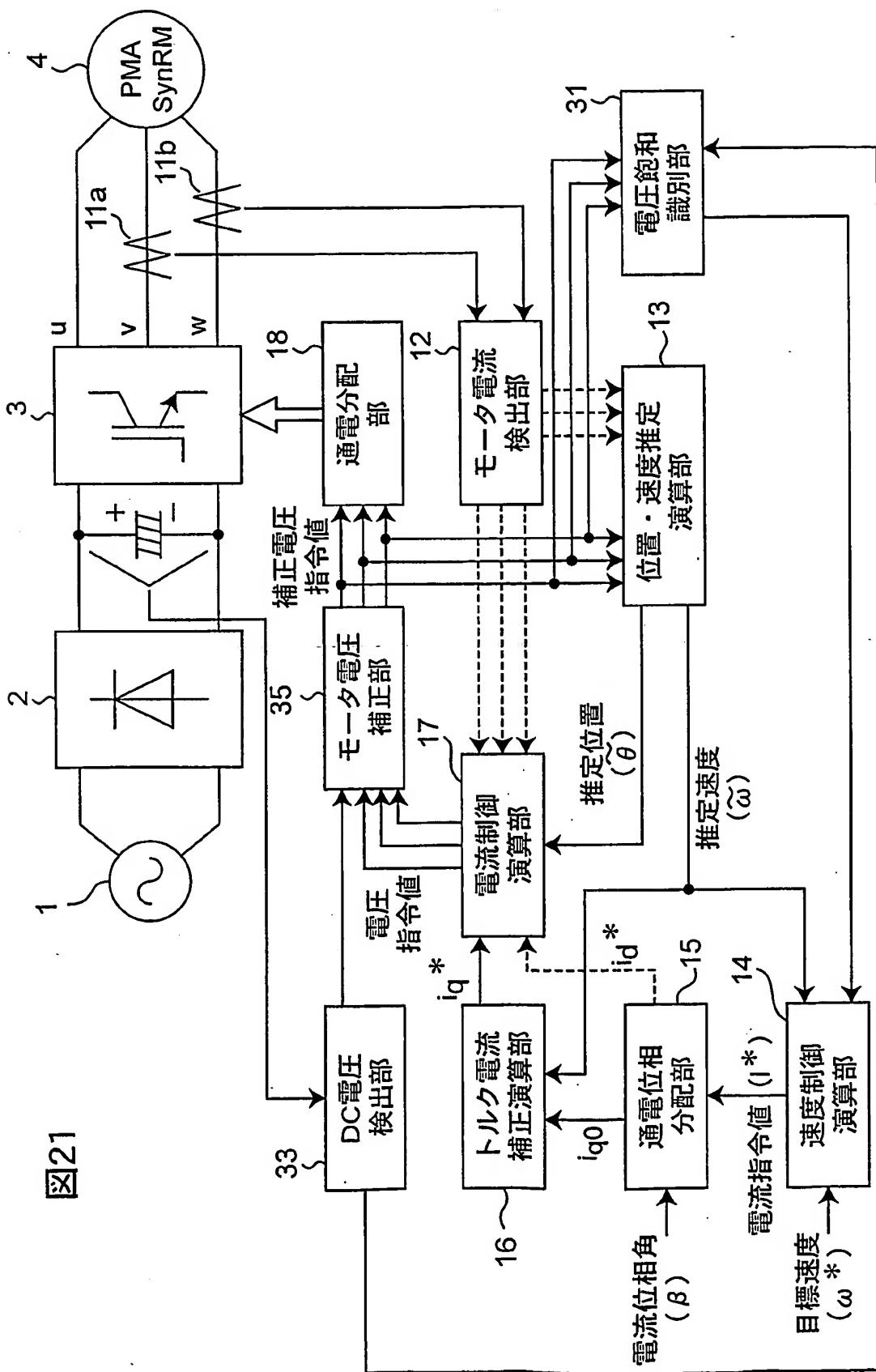
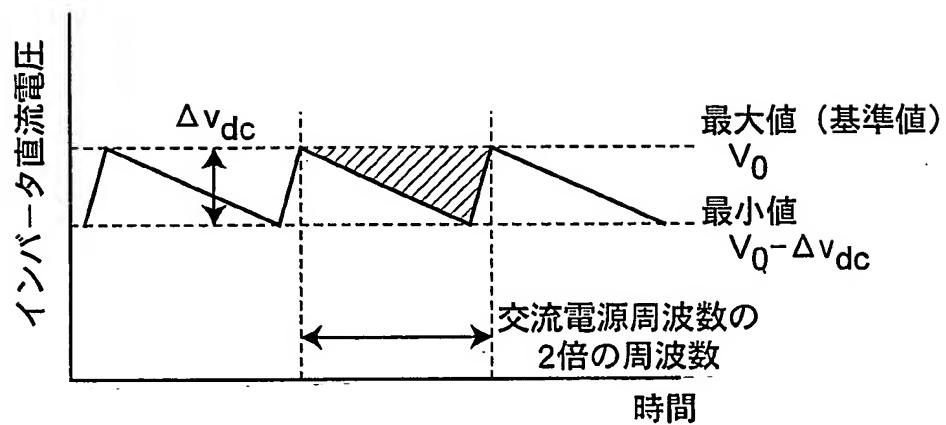


図22



16/17

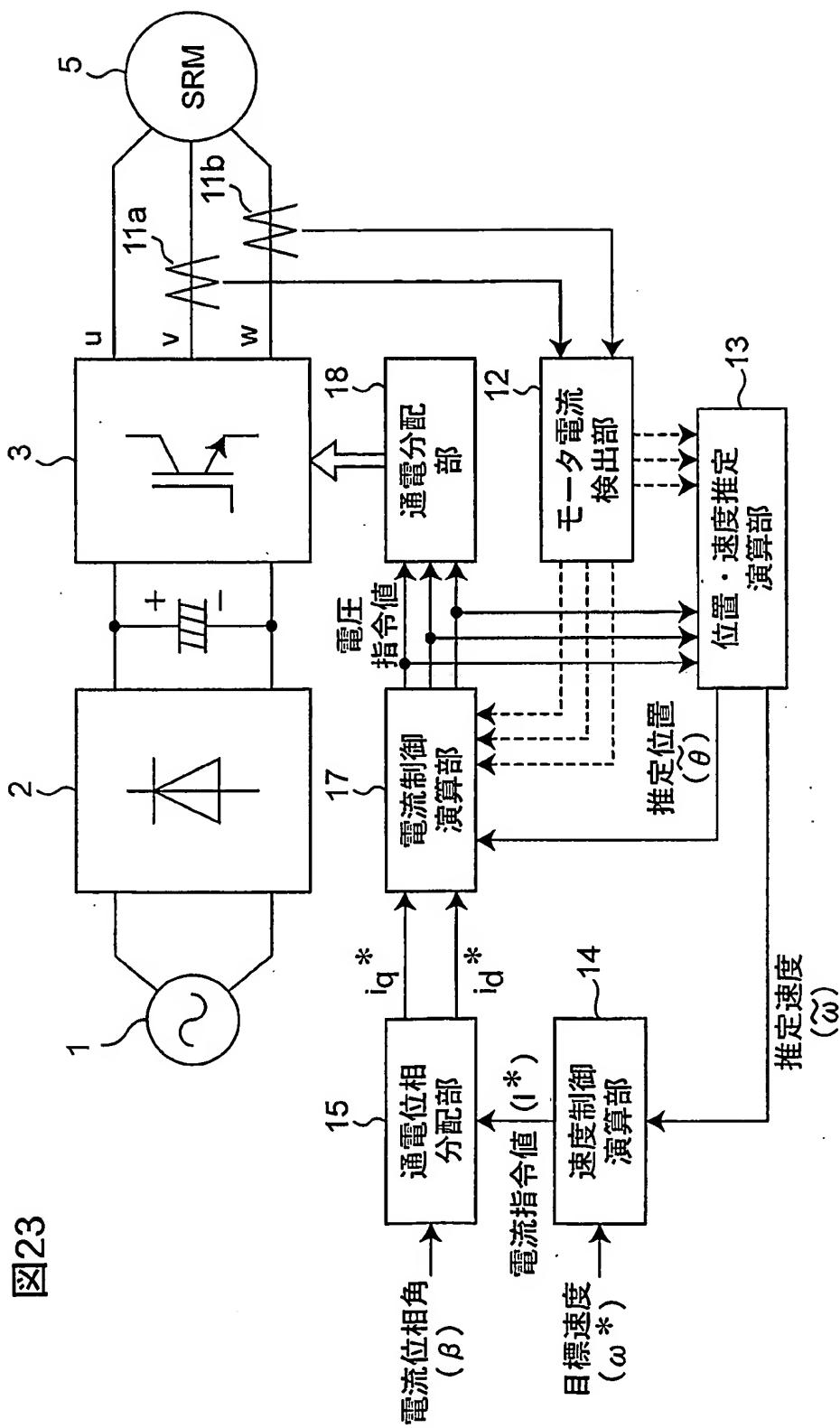
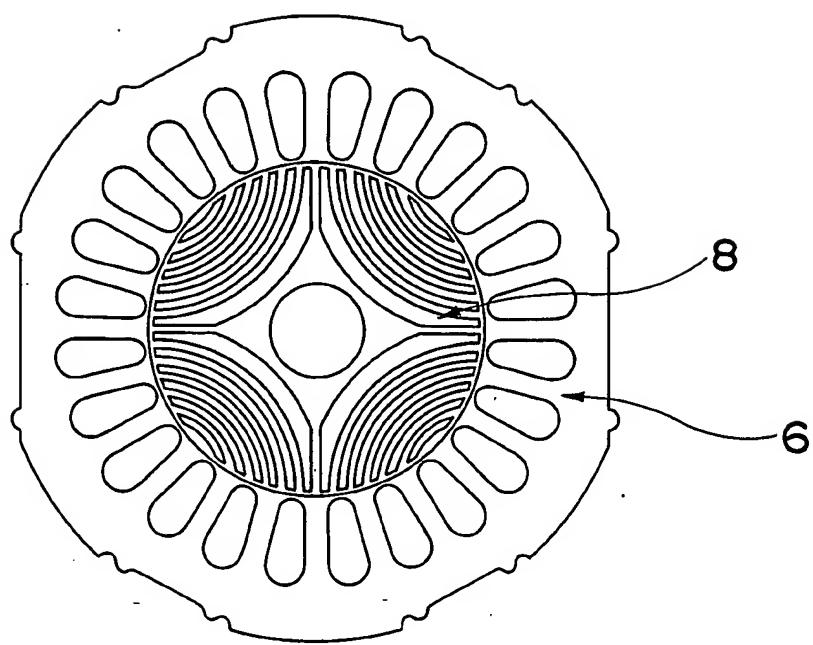


図23

17/17

图 24



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/03419

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H02P21/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ H02P21/00Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1926-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2003
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2003 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2003

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2001-197774 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 19 July, 2001 (19.07.01), All pages (Family: none)	1,18-21 2-17
Y A	JP 10-243699 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 11 September, 1998 (11.09.98), All pages (Family: none)	1,18-21 2-17
A	JP 2000-358400 A (Okuma Corp.), 26 December, 2000 (26.12.00), All pages (Family: none)	2,3,18-21

 Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family
---	--

Date of the actual completion of the international search 24 June, 2003 (24.06.03)	Date of mailing of the international search report 15 July, 2003 (15.07.03)
---	--

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/03419

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2000-245199 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 08 September, 2000 (08.09.00), All pages (Family: none)	16-21

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. C17 H02P 21/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. C17 H02P 21/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996
日本国公開実用新案公報 1971-2003
日本国登録実用新案公報 1994-2003
日本国実用新案登録公報 1996-2003

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	JP 2001-197774 A (松下電器産業株式会社), 2001.07.19, 全頁 (ファミリーなし)	1, 18-21 2-17
Y A	JP 10-243699 A (富士電機株式会社), 1998.09.11, 全頁 (ファミリーなし)	1, 18-21 2-17
A	JP 2000-358400 A (オークマ株式会社), 2000.12.26, 全頁 (ファミリーなし)	2, 3, 18-21

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

24. 06. 03

国際調査報告の発送日

15.07.03

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

川端 修

3V 3018

電話番号 03-3581-1101 内線 3356

C (続き) 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2000-245199 A (松下電器産業株式会社), 2000. 09. 08, 全頁 (ファミリーなし)	16-21